

Comparaison des lois de commande pour convertisseurs DC-DC. Application au convertisseur SEPIC

Ali JAAFAR¹, Emmanuel GODOY¹, Pierre LEFRANC², Xuefang LIN SHI³

¹SUPELEC Sciences des Systèmes (E3S) – Département Automatique

²SUPELEC Sciences des Systèmes (E3S) – Département Energie
Ecole Supérieure d'Electricité (SUPELEC), Campus de Gif

3, Rue Joliot-Curie, Plateau du Moulon, 91192 Gif sur Yvette, France.

Ali.Jaafar@supelec.fr, Emmanuel.Godoy@supelec.fr, Pierre.Lefranc@supelec.fr

³Laboratoire Ampère

Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA Lyon)

21, Avenue Jean Capelle, Bât. L. De Vinci, 69621 Villeurbanne, France.

xuefang.shi@insa-lyon.fr

Résumé— La synthèse de lois de commande et l'analyse de la robustesse en stabilité correspondante pour un convertisseur SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter) sont abordées dans ce travail. Différentes lois de commande sont étudiées et comparées. Ce convertisseur dispose d'une large plage de fonctionnement disponible (fonctionnement en élévateur et en abaisseur) mais, du point de vue de la commande, présente plusieurs difficultés par rapport aux convertisseurs DC-DC « classiques ». L'approche par modes glissants est privilégiée et plus précisément analysée. Les résultats, obtenus en simulation et en expérimentation, sont comparés à ceux d'une régulation PI et d'une commande par retour d'état pour plusieurs points de fonctionnement. Ces résultats permettent de conclure à des meilleures performances pour la commande par modes glissants. Enfin, une analyse de robustesse structurée (μ -analyse) est effectuée pour comparer les marges de robustesse en stabilité de chaque loi de commande vis-à-vis des variations de la charge.

Mots-clés— Convertisseurs DC-DC, SEPIC, régulation des convertisseurs, commande par modes glissants, μ -analyse.

I. INTRODUCTION

L'utilisation des convertisseurs de puissance pour des applications de la vie quotidienne devient de plus en plus importante. Les convertisseurs continu-continu, ou commercialement appelés DC-DC, constituent une partie essentielle des alimentations de puissance. Par exemple, ils se trouvent dans les ordinateurs, téléphones portable et d'autres appareils électroniques. Les applications technologiques actuelles demandent un haut niveau de précision et de performance en même temps. Dans cet objectif, le convertisseur de type SEPIC (Single-Ended Primary Inductor Converter), montré sur la Fig. 1, facilite un axe de travail dans le développement d'une cellule « convertisseur universel ». En effet, ce type d'architecture présente plusieurs éléments intéressants. Le premier, et le plus important, est le fonctionnement abaisseur-élévateur avec une tension de sortie ayant la même polarité que la tension d'entrée. Ensuite, la commande de l'interrupteur est référencée par rapport à la masse, ce qui simplifie l'électronique de commande rapprochée du MOSFET. Cependant, la commande de ce type de convertisseur présente plusieurs difficultés.

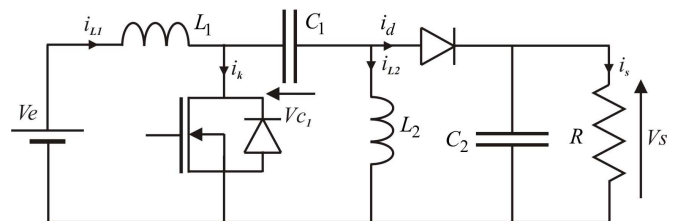


Fig. 1. Schéma électronique du convertisseur SEPIC.

D'une part, l'ordre du modèle (non-linéaire) est plus important que ceux des convertisseurs classiques (Buck, Boost et Buck-Boost), d'autre part, il présente un caractère à déphasage non-minimal dont les propriétés varient fortement selon le point de fonctionnement [1]. Ainsi, en raison de ses caractéristiques, le convertisseur SEPIC fournit un cadre d'étude intéressant, non seulement du point de vue des applications, mais aussi dans les perspectives plus générales du développement de méthodologies d'analyse et de synthèse de lois de commande des convertisseurs de puissance. Nous pouvons trouver, dans la littérature, plusieurs études de lois de commande portant par exemple sur la compensation de pôles [2], les modes glissants [3] et la commande robuste [4]. Cependant, les analyses de ces approches sont peu approfondies dans le cas du convertisseur SEPIC (et d'une manière générale pour les convertisseurs d'ordre élevé) et peu d'études comparative a été effectuée. Dans cet article, sur les aspects de synthèse de lois de commande, l'approche par modes glissants (Sliding Mode Control, SMC) est développée plus précisément. En particulier, les performances de deux surfaces de glissement sont comparées. Enfin les résultats obtenus sont aussi comparés à ceux d'une régulation PI et d'une commande par retour d'état. L'étude de la robustesse en stabilité fournit des indicateurs pour valider et comparer ces différentes lois.

Cet article est organisé comme suit : la section II présente brièvement les différents modèles utilisés pour la synthèse des lois de commande. La section III illustre les principes et démarches suivies pour cette synthèse. Dans la section IV une comparaison entre les différentes stratégies de commande, en utilisant des résultats issus de la simulation complétés par des validations expérimentales, est effectuée. Dans la section V,

une analyse de la robustesse structurée (μ -analyse) par rapport à la variation de la charge est abordée pour chaque loi de commande. Enfin, des conclusions et perspectives sont proposées.

II. MODELES POUR LA COMMANDE

La modélisation des convertisseurs de puissance a été largement étudiée ces dernières années [5] selon différentes approches. De nombreuses méthodes de modélisation mathématique ont été établies. Toutefois, les méthodes nécessitent d'être adaptées selon l'objectif d'analyse ou de synthèse.

Comme le montre la Fig.1, le convertisseur SEPIC possède un interrupteur commandé (MOSFET). Dans le cadre de ce papier, on se limite au cas de fonctionnement en mode de conduction continu (CCM) où le courant i_d traversant la diode ne revient pas à zéro au cours de la phase de blocage du MOSFET. Avec cette hypothèse, le comportement du convertisseur est caractérisé par deux régimes différents selon que l'état de l'interrupteur commandé soit passant ($u=1$) ou bloqué ($u=0$). Dans chaque régime, le comportement dynamique du convertisseur est représenté par un modèle linéaire :

$$u=1: \begin{cases} \dot{x} = A_1 x + b_1 v_e \\ y = c_1^T x \end{cases} \quad \text{et } u=0: \begin{cases} \dot{x} = A_2 x + b_2 v_e \\ y = c_2^T x \end{cases} \quad (1)$$

$$\text{où } x = (x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4)^T = (i_{L_1} \ i_{L_2} \ v_{C_1} \ v_{C_2})^T; \quad y = v_s. \quad (2)$$

Les éléments des matrices A_1 , b_1 , c_1 , A_2 , b_2 et c_2 sont composées des éléments du circuit, des éléments parasites éventuels et de la résistance de charge.

A. Modèle bilinéaire

Le modèle utilisé pour la synthèse de lois de commande est généralement fondé sur le modèle moyen qui combine les deux équations d'état dans une équation représentant la valeur moyenne des composantes du vecteur d'état [6]. Ces modèles ont l'avantage d'être simples, faciles à établir et fournissent en même temps des représentations efficaces pour l'étude de la stabilité et la performance, et pour la synthèse des lois de commande. Cependant, ils ne peuvent pas caractériser parfaitement les comportements en hautes fréquences et ne sont valables que dans une gamme de fréquences inférieure à la fréquence de commutation. Le modèle moyen du convertisseur SEPIC est obtenu en moyennant les deux équations d'état de (1) avec le rapport cyclique d :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + bv_e \\ y = c^T x \end{cases}, \quad \text{avec } \begin{cases} A(d) = d A_1 + (1-d) A_2 \\ b(d) = d b_1 + (1-d) b_2 \\ c^T(d) = d c_1^T + (1-d) c_2^T \end{cases}. \quad (3)$$

Ce qui conduit à :

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{r_{L_1}}{L_1} x_1 - \frac{1-d}{L_1} x_3 - \frac{1-d}{L_1} x_4 + \frac{1}{L_1} v_e \\ \dot{x}_2 = -\frac{r_{L_2}}{L_2} x_2 - \frac{d}{L_2} x_3 + \frac{1-d}{L_2} x_4 \\ \dot{x}_3 = \frac{1-d}{C_1} x_1 + \frac{d}{C_1} x_2 \\ \dot{x}_4 = \frac{1-d}{C_2} x_1 - \frac{1-d}{C_2} x_2 - \frac{1}{RC_2} x_4 \end{cases}, \quad (4)$$

où r_{L_1} et r_{L_2} sont respectivement les résistances équivalentes en série de L_1 et L_2 et représentent les pertes dans le circuit du convertisseur. Ces résistances peuvent conduire à une valeur limite du rapport cyclique au delà de laquelle le gain du convertisseur s'inverse, et peut être éventuellement nul. Un fonctionnement dans cette zone peut conduire à une instabilité du convertisseur, ce comportement n'est pas abordé dans ce papier, mais il est détaillé dans [1].

Les valeurs numériques des paramètres du convertisseur sont : $F = 20\text{kHz}$, $R = 22\Omega$, $L_1 = 2,3\text{mH}$, $L_2 = 330\mu\text{F}$, $C_1 = 190\mu\text{F}$, $C_2 = 190\mu\text{F}$, $r_{L_1} = 1,7\Omega$, $r_{L_2} = 0,5\Omega$, $V_e = 20\text{V}$.

Le modèle (4) obtenu est bilinéaire, il comporte un produit du vecteur d'état avec la commande d . Il sera utilisé pour la commande par modes glissants.

B. Modèle linéaire

Les commandes linéaires (comme le PI) couramment proposées pour le convertisseur SEPIC utilisent un modèle tangent. Ce dernier est obtenu par une linéarisation du modèle bilinéaire autour d'un point de fonctionnement. Nous obtenons la représentation (5) ayant la variation du rapport cyclique comme entrée de commande :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A(D)\hat{x} + b(D)\hat{v}_e + [(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_e] \hat{d} \\ \hat{y} = c^T(D)\hat{x} + (c_1 - c_2)^T X \hat{d} \end{cases}, \quad (5)$$

avec les caractéristiques en régime permanent données par :

$$X = -A^{-1}bV_e, \quad Y = -c^T A^{-1}bV_e \quad \text{et} \quad d = D + \hat{d}. \quad (6)$$

Une remarque importante est que ce modèle présente un zéro à déphasage non-minimal dont la position, nature et dynamique varie avec la charge R et le point de fonctionnement, ce qui rend la synthèse des lois de commande globalement assez difficiles. De plus, il faut bien maîtriser les plages de variation de R et d pour assurer le fonctionnement en mode CCM [1].

III. COMMANDE PAR MODES GLISSANTS

La nature non linéaire du convertisseur SEPIC nous conduit à appliquer une approche non-linéaire par modes glissants afin de mieux prendre en compte les grandes variations de l'état et d'assurer le niveau de performances escompté et en particulier la stabilité globale.

A. Notations et bref rappel sur la commande par modes glissants

La synthèse d'une commande par modes glissants s'effectue généralement en deux étapes [7] : 1) définition de la surface de glissement $s(x)$ qui prend en compte les objectifs attendus de la commande et 2) recherche d'une commande qui mène le système au glissement sur la surface. La surface de glissement peut être une expression linéaire ou non linéaire qui dépend du vecteur d'état x ou un vecteur dont les éléments sont une combinaison des variables d'état, qui sera noté dans la suite « vecteur de commande (x') ». Pour garantir l'attractivité de la surface de glissement $s(x)=0$, la condition d'attractivité doit être vérifiée :

$$s\dot{s} < 0. \quad (7)$$

L'inégalité (7) définit les régions d'attraction. Elle est assurée en prenant :

$$u = \begin{cases} u^+, s(x) > 0 \\ u^-, s(x) < 0 \end{cases} \quad (8)$$

Dans le cas des convertisseurs de puissance, u^+ et u^- prennent respectivement les valeurs 1 et 0, indiquant les états passant et bloqué de l'interrupteur. L'utilisation directe de la méthode conduit à une fréquence de commutation qui n'est pas constante, car la trajectoire bascule entre les régions $s(x) > 0$ et $s(x) < 0$ d'une manière non périodique qui dépend de la dynamique du système. Toutefois, l'exploitation d'un convertisseur DC-DC, à une fréquence variable **est peu souhaitable** car elle rend difficile le dimensionnement des filtres et l'étude des performances CEM.

Pour pallier à ce problème, une façon de procéder est d'utiliser la méthode dite de la commande équivalente qui consiste à admettre qu'en mode glissant, tout se passe comme si le système était piloté par une commande qui rend la surface invariante dans le temps : $s(x) = 0$ et $\dot{s}(x) = 0$. Pour un système non linéaire affine en la commande $\dot{x} = A(x) + B(x)u$ avec une surface de glissement $s(x) = K^T x$, la commande équivalente est définie par :

$$u_{eq} = -(K^T B)^{-1} K^T A. \quad (9)$$

Néanmoins, en partant d'un point quelconque de l'espace d'état, il reste encore à vérifier que la trajectoire est attirée vers la surface de glissement, propriété obtenue généralement par une commande discontinue. Dans l'approche utilisée, nous assurons cette attraction **sans** l'ajout de la composante discontinue. Pour les convertisseurs de puissance, u_{eq} correspond au rapport cyclique d , à condition que la fréquence de commutation soit relativement importante [8]. Le convertisseur est contrôlé, ici, en faisant varier le rapport cyclique tout en gardant la fréquence de découpage **constante**.

B. Choix du vecteur de commande et de la surface de glissement

La qualité de la SMC est déterminée par le choix de l'ensemble « vecteur de commande et surface de glissement ». Comme la plupart des méthodes de commande, la SMC a été largement étudiée sur des convertisseurs DC-DC de base comme les convertisseurs Buck, Boost et Buck-Boost [9], [10]. D'autres convertisseurs complexes ont également été étudiés [11], [12], mais cela n'implique pas la généralisation de la méthode pour tous les convertisseurs, car la différence de topologies des circuits peut modifier complètement le comportement, même si les représentations sont de même ordre. De plus, dans le cas du convertisseur SEPIC, la dérivation analytique des expressions est extrêmement complexe. Nous avons pu voir par exemple que la même stratégie appliquée avec succès au convertisseur Ćuk [12] ne permet pas de stabiliser le convertisseur SEPIC, bien que les deux convertisseurs aient une représentation de même ordre et des topologies de circuit similaires. Plus précisément, les surfaces de glissement contenant une seule variable d'état (la tension de sortie), conduisent à un comportement instable. Une autre surface de glissement, connue et utilisée, est la surface inspirée des régulateurs PID, donnée par :

$$s(x) = k_1(v_{ref} - v_s) + k_2 \frac{d}{dt}(v_{ref} - v_s) + k_3 \int (v_{ref} - v_s) d\tau. \quad (10)$$

Cette surface est inapplicable au convertisseur SEPIC pour deux raisons : elle contient une seule variable (d'où l'instabilité en boucle fermée d'après la remarque précédente) et en plus possède un degré relatif zéro, ce qui conduit à la présence de la dérivée du rapport cyclique dans l'équation de commande.

Bien qu'il existe une infinité de possibilités pour le choix de la combinaison permettant de définir la surface de glissement, les combinaisons non-linéaires donnent des lois de commande complexes qui ne peuvent pas être nécessairement physiquement réalisables. Afin de diminuer le nombre de paramètres de réglage, il est préférable de limiter le nombre de variables d'état dans la surface de glissement. Pour le vecteur de commande x' nous avons retenu : le courant d'entrée i_{L1} et la tension de sortie. La raison du choix de i_{L1} et non i_{L2} est de permettre, via la surface de glissement, de piloter directement les grandeurs en entrée du convertisseur, en plus de sa sortie. Nous avons étudié le choix du vecteur de commande selon deux stratégies en utilisant, dans les deux cas, des surfaces du type $s(x') = K^T x'$.

C. Première stratégie de choix

Dans ce premier cas, le vecteur suivant a été utilisé :

$$x' = \begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \\ x'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ref} - i_{L1} \\ v_{ref} - \beta v_s \\ \int (x'_1 + x'_2) d\tau \end{bmatrix}. \quad (11)$$

où i_{ref} et v_{ref} représentent respectivement le courant de référence dans L_1 et la consigne de tension. Ce vecteur est associé à la surface de glissement :

$$s(x') = K^T x' = \lambda_1 x'_1 + \lambda_2 x'_2 + \lambda_3 x'_3. \quad (12)$$

Le courant de référence i_{ref} se déduit de la tension de consigne en utilisant le modèle statique du convertisseur. Dans le cas du convertisseur SEPIC il a comme expression :

$$i_{ref} = \frac{Rv_e - \sqrt{R^2 v_e^2 - 4r_{L1}(R + r_{L2})v_{ref}^2}}{2Rr_{L1}}. \quad (13)$$

En utilisant (9), (11) et (12), nous obtenons l'expression de la commande équivalente dépendante du vecteur d'état :

$$d = \frac{x_3 + x_4 - k_2(x_1 - x_2 - x_4/R) + k_1(i_{ref} - x_1 + v_{ref} - \beta x_4) + r_{L1}x_1 - v_e}{x_3 + x_4 - k_2(x_1 - x_2)}, \quad (14)$$

où $k_1 = \lambda_2 / \lambda_1$; $k_2 = \lambda_3 / \lambda_1$ sont les paramètres de réglage.

Toutefois, le fait d'introduire un courant dans le vecteur de commande conduit à une équation de dynamique de glissement $\dot{s}(x) = 0$ à deux états différents. Il n'est donc pas possible de choisir les paramètres k_1 et k_2 en imposant complètement la dynamique souhaitée. Une solution consiste :

- à déterminer les régions d'attraction définies par (7) en fonction de ces deux paramètres ;
- puis de les calculer de telle sorte que ces régions couvrent le domaine de fonctionnement du convertisseur.

Nous assurons donc l'attractivité de la trajectoire vers la surface de glissement dans le domaine de fonctionnement du système, ce qui n'oblige pas à ajouter une composante discontinue à la commande équivalente. Nous obtenons les relations (15) qui doivent être satisfaites.

$$\begin{cases} v_{e\max} - k_1(i_{ref} - i_{L\max} + v_{ref} - \beta v_s) + k_2 i_{C_2\max} - r_{L_1} i_{L\min} < v_{C_1\min} + v_s \\ v_{e\min} - k_1(i_{ref} - i_{L\min} + v_{ref} - \beta v_s) + k_2 i_{C_2\min} - r_{L_1} i_{L\max} > 0 \end{cases} \quad (15)$$

Pour une gamme de valeurs de k_1 et k_2 qui satisfont (15), les performances, marge de phase et bande passante, peuvent ensuite être évaluées en utilisant un modèle linéarisé autour du point d'équilibre désiré. Le réglage final des paramètres se fait selon un compromis entre la bande passante et la marge de phase. Il s'agit d'une méthode indirecte liée à la dynamique du système. Les paramètres retenus sont $k_1=2$ et $k_2=1$. Afin d'obtenir $v_s=v_{ref}$, il faut que $\beta=1$.

D. Deuxième stratégie de choix

Dans le deuxième cas, nous avons choisi un vecteur de commande x' en utilisant un modèle bilinéaire étendu avec l'intégrale de l'erreur sur la tension de sortie. Pour faire apparaître ce nouvel état dans l'expression de la commande équivalente, il est alors nécessaire d'avoir, dans le vecteur de commande, un terme double intégrateur selon l'expression suivante :

$$x' = \begin{bmatrix} x'_1 \\ x'_2 \\ x'_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ref} - i_{L_1} \\ \int (v_{ref} - v_s) d\tau \\ \iint (v_{ref} - v_s) d\rho d\tau \end{bmatrix} \quad (16)$$

L'expression de la commande équivalente devient :

$$d = \frac{r_{L_1} x_1 + x_3 + (1 - k_1) x_4 + L_1 k_2 x_5 - v_e + L_1 k_1 v_{ref}}{x_3 + x_4} \quad (17)$$

Un raisonnement similaire à celui du cas précédent est utilisé pour régler k_1 et k_2 . Les régions d'attraction sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} -\frac{(-r_{L_1} i_{L\min} - v_{C_1\min} - v_{s\min} + v_{e\max})}{L_1} + k_1(v_{ref} - v_{s\max}) + k_2 x_{5\min} > 0 \\ -(-r_{L_1} i_{L\max} + v_{e\min}) / L_1 + k_1(v_{ref} - v_{s\min}) + k_2 x_{5\max} < 0 \end{cases} \quad (18)$$

Nous prenons $k_1 = 2$ et $k_2 = 150000$.

IV. ETUDE COMPARATIVE

En vue de procéder à une analyse comparative, deux stratégies linéaires utilisant respectivement une régulation PI et une commande par retour d'état sont comparées avec l'approche non-linéaire par modes glissants présentée en III. Les deux stratégies linéaires sont synthétisées en utilisant des modèles tangents et donc, ne permettent de garantir rigoureusement les performances qu'autour du point de fonctionnement utilisé pour la synthèse.

A. Réglage du régulateur P.I.

Le régulateur PI a été synthétisé pour obtenir une combinaison « marge de phase et bande passante » cohérente

au regard de la dynamique du convertisseur. Les paramètres de ce régulateur :

$$K(1 + 1/T_i s), \text{ avec } K = 0,01; T_i = 1/300. \quad (19)$$

ont été déterminés en vue d'assurer une pulsation de coupure à 0 dB $\omega_c = 818$ rad/s et une marge de phase $\Delta\varphi = 120^\circ$. La marge de phase peut sembler importante mais l'augmentation de la pulsation de coupure conduit assez rapidement à l'instabilité en raison d'un manque de robustesse vis-à-vis des incertitudes.

B. Commande par retour d'état

La commande par retour d'état a été synthétisée essentiellement pour améliorer les performances dynamiques.

En vue d'assurer une erreur statique nulle, le modèle a été complété en ajoutant l'intégrale de l'erreur $x_5 = \int (v_{ref} - v_s) d\tau$ dans le vecteur d'état.

Comme expliqué dans la section II, le convertisseur présente un déphasage non-minimal. Au point de fonctionnement choisi pour la synthèse, le convertisseur possède un zéro réel dans le $\frac{1}{2}$ plan droit et une paire de zéros complexes « stables ». Le placement des pôles a été fait de façon à définir la dynamique en boucle fermée en plaçant deux paires de pôles complexes conjugués : à la bande passante souhaitée et au delà de la bande passante en boucle ouverte, et un pôle réel d'une manière symétrique par rapport à celle du zéro dans le $\frac{1}{2}$ plan droit :

$$\lambda_{i_BF} = [-7000 \quad -700(1 \pm i) \quad -2100(1 \pm i)]^T$$

Ce choix des pôles en boucle fermée conduit à la matrice de retour L_e :

$$L_e = (0,4619 \quad -0,0324 \quad 0,0305 \quad 0,1149 \quad -104). \quad (20)$$

C. Analyse des résultats obtenus

Afin de comparer la dynamique et les performances des lois de commande synthétisées nous avons effectué, dans un premier temps, des simulations utilisant un modèle non linéaire. Les résultats obtenus sont complétés, dans un deuxième temps, par des résultats expérimentaux. Les tests ont consisté à effectuer des variations de consigne et de charge (de faible puis de forte amplitude) pour différentes valeurs de la tension d'alimentation.

Nous comparons d'abord les deux stratégies de la commande SMC. Les réponses obtenues à une variation de consigne sont montrées sur la Fig. 2 :

- la première stratégie conduit à un temps de réponse beaucoup plus rapide, mais présente une erreur statique plus importante ;
- la présence de l'intégrale de l'erreur dans la deuxième stratégie permet d'éliminer théoriquement l'erreur statique. Néanmoins, une légère erreur existe, mais négligeable, en raison de l'imprécision des capteurs de courant ;
- les résultats expérimentaux sont proches de ceux obtenus en simulation ; l'absence d'erreur dans la simulation confirme que celle observée expérimentalement est essentiellement due à des biais dans les capteurs ;

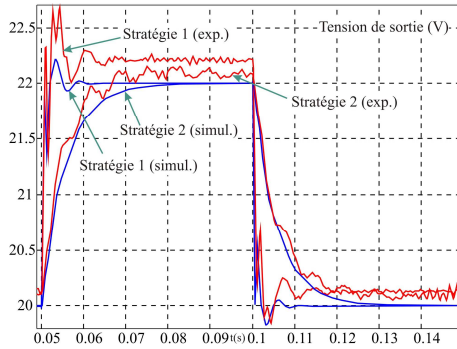


Fig. 2. Résultats de simulation et expérimentaux des deux stratégies de SMC pour une variation de la consigne de 20V à 22V.

– la première stratégie possède une réponse plus rapide en raison de la présence de l'intégrale de l'erreur du courant dans le vecteur de commande.

En raison de sa rapidité malgré la faible erreur statique observée, nous retenons la première stratégie seule en vue d'effectuer la comparaison avec la régulation PI et la commande par retour d'état.

Les figures 3 et 4 montrent les résultats, respectivement en simulation et expérimentaux, obtenus en réponse à une variation de consigne de 2 volts. Les figures 5, 6, 7 et 8 montrent les résultats obtenus vis-à-vis d'une variation de charge. L'analyse de ces résultats montre :

- que la SMC présente des *meilleures* performances en terme de temps de réponse et que la commande par retour d'état donne des résultats intermédiaires avec le régulateur PI ;
- que vis-à-vis de la variation de charge, les meilleurs résultats sont obtenus aussi avec la commande SMC ; en effet l'amplitude de la variation de la tension de sortie en régime transitoire est la plus faible (par ex. $\Delta V=0,5V$ sur la Fig. 8) ;
- la présence, dans le cas des essais expérimentaux, d'une très faible erreur statique (<200 mV) en raison d'un biais dans les capteurs de courant et la chaîne de mesure de la tension de sortie ; cependant, la SMC est moins sensible aux bruits que la commande par retour d'état.

V. ANALYSE DE LA ROBUSTESSE

Dans ce qui précède, nous avons comparé les performances temporelles des différentes lois de commande autour d'un point de fonctionnement. Pour compléter ces résultats et afin d'analyser la sensibilité à la variation du point de fonctionnement, nous étudions dans cette section la robustesse de la stabilité du convertisseur vis-à-vis de l'incertitude de charge sur la plage de fonctionnement. On se limite dans cette étude à la variation de charge sachant que la variation de la tension d'alimentation qui peut atteindre des valeurs importantes peut aussi modifier le point de fonctionnement.

Nous avons aussi supposé que les principales sources de perturbations sont la charge et la tension d'alimentation. Certaines approches [13], [14] prennent en compte des incertitudes sur plusieurs ou sur toutes les valeurs des composants du circuit du convertisseur dans l'analyse de robustesse. Souvent, ces incertitudes sont modélisées de façon non structurée, ce qui en fait une approche simple mais conservative.

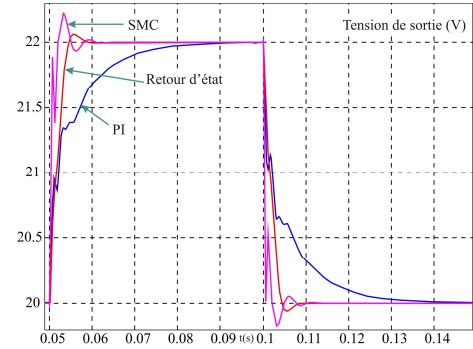


Fig. 3. Résultats de simulation des trois stratégies de commande pour une variation de la consigne de 20V à 22V.

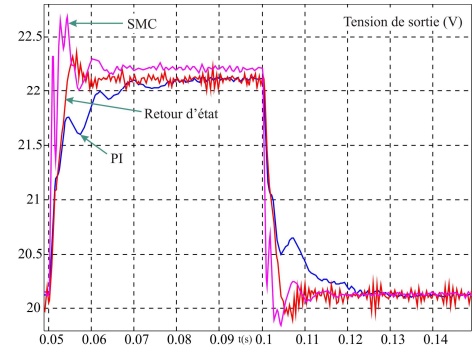


Fig. 4. Résultats expérimentaux des trois stratégies de commande pour une variation de la consigne de 20V à 22V.

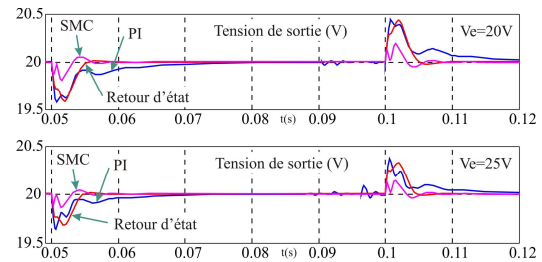


Fig. 5. Résultats de simulation des trois stratégies de commande pour une faible variation de charge de 22Ω à 18Ω à $V_e=20V$ et $25V$.

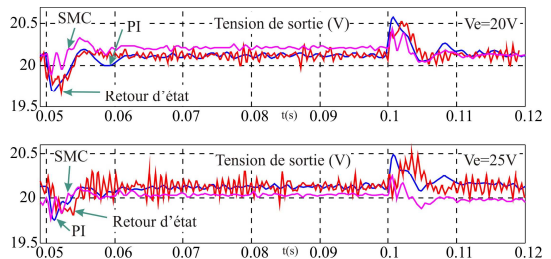


Fig. 6. Résultats expérimentaux des trois stratégies de commande pour une faible variation de charge de 22Ω à 18Ω à $V_e=20V$ et $25V$.

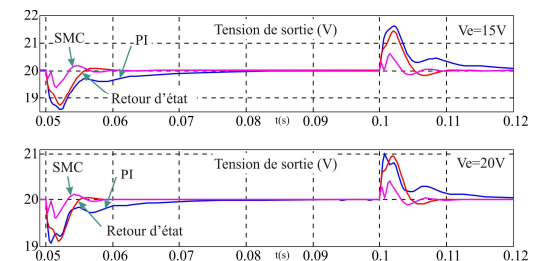


Fig. 7. Résultats de simulation des trois stratégies de commande pour une forte variation de charge de 44Ω à 22Ω à $V_e=15V$ et $20V$.

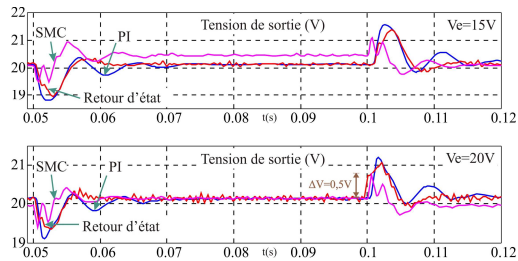


Fig. 8. Résultats expérimentaux des trois stratégies de commande pour une forte variation de charge de 44Ω à 22Ω à $V_e=15V$ et $20V$.

Dans notre cas et malgré la difficulté du calcul analytique des expressions pour le convertisseur SEPIC, nous avons effectué une analyse de robustesse structurée (μ -analyse) pour modéliser parfaitement la variation de charge. Il s'agit donc d'établir le modèle d'analyse de la robustesse sous la forme d'une transformation linéaire fractionnaire (Fig. 9). Nous obtenons une matrice Δ , modélisant l'incertitude sur la charge, d'ordre cinq. Les bornes supérieures de $\mu(M(j\omega))$ ont été calculées pour les trois lois de commande comparées précédemment et sont montrées sur la Fig. 10. Nous pouvons vérifier que la SMC, ayant la plus petite valeur de μ , est **plus robuste** que la régulation PI et la commande par retour d'état.

Cependant, même si la μ -analyse assure la stabilité dans l'ensemble du domaine de fonctionnement, il est souhaitable de la prouver théoriquement. Pour cela, nous avons pu montrer la stabilité asymptotique globale des lois de commande synthétisées en utilisant une fonction de Lyapunov quadratique. Cette démonstration n'est pas donnée ici par souci de concision.

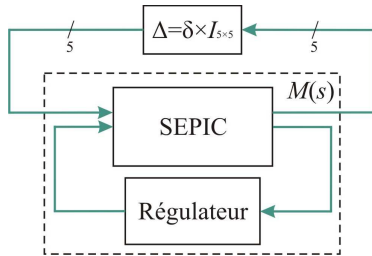


Fig. 9. Modèle pour l'analyse de la robustesse structurée.

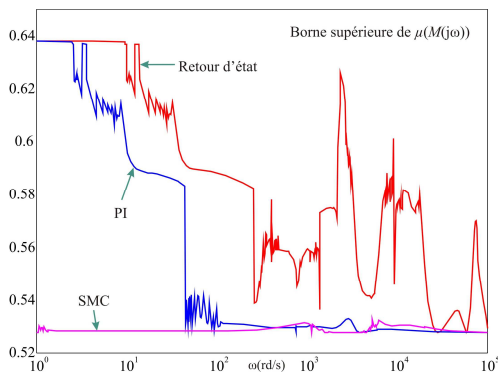


Fig. 10. Bornes supérieures de $\mu(M(j\omega))$.

VI. CONCLUSIONS ET PERSPECTIVES

Une comparaison de lois de commande avec une analyse de la robustesse de stabilité pour le convertisseur SEPIC a été traitée dans ce papier.

Du point de vue de la synthèse, la commande par modes glissants a été formulée en vue de conserver une fréquence de commutation fixe. Au regard de la régulation PI et à la

commande par retour d'état, les résultats obtenus en simulation, et confirmés expérimentalement, ont permis de conclure à des meilleures performances de la commande par modes glissants, en particulier vis-à-vis des perturbations de la charge. Du point de vue du comportement non linéaire, la commande par modes glissants a aussi permis d'obtenir une meilleure homogénéité lors des changements de point de fonctionnement.

En termes de robustesse, l'analyse, effectuée en utilisant la valeur singulière structurée, a permis de conclure à une meilleure performance de la commande par modes glissants. Avec cette méthode, une faible erreur statique subsiste en raison d'un biais dans les mesures de courant. Des perspectives dans les travaux futurs sont, d'une part la mise en place d'un observateur en vue de reconstituer le biais des capteurs et d'assurer une erreur statique identiquement nulle dans le cas de la commande par modes glissants, d'autre part le développement d'une méthodologie permettant de faciliter le réglage de la loi de commande.

REFERENCES

- [1] Jaafar A. et al. Experimental validation with a control point of view analysis of the sepic converter. IEEE Industrial Electronics Society Conference, Porto, Portugal, novembre 3-5 2009.
- [2] Lee H., Mok P. et Ki W. H. A novel voltage-control scheme for low-voltage dc-dc converters with fast transient recovery. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Geneva, Switzerland, mai 28-31 2000.
- [3] Wang S., Zhou Y., Iu H. H. C. et Chen J. Complex phenomena in sepic converter based on sliding mode control. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, New Orleans, LA, USA, mai 27-30 2007.
- [4] Gadoura I., Suntio T. et Zenger K. Model uncertainty and robust control of paralleled dc/dc converters. IEE International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Bath, UK, 2002.
- [5] Erickson R. W. et Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Second Edition, Springer Science+Business Media, LLC, New York, 2001.
- [6] Middlebrook R. D. et Čuk S. A general unified approach to modeling switching power converter stages. IEEE PESC, Cleveland, OH, USA, 1976.
- [7] Utkin V. J. Sliding mode control design principles and applications to electric drives. IEEE transactions on industrial electronics, vol. 40, n° 1, pp. 23-36, 1993.
- [8] Tan S. C., Lai Y. M. et Tse C. K. General design issues of sliding-mode controllers in dc-dc converters. IEEE transactions on industrial electronics, vol. 55, n° 3, pp. 1160-1174, 2008.
- [9] Fadel M. et Llor A. Fixed frequency sliding mode control for boost converter. IEEE EPE-PEMC, Portoroz, Slovenia, 2006.
- [10] Tan S. C., Lai Y. M. et Tse C. K. A unified approach to the design of PWM-based sliding-mode voltage controllers for basic DC-DC converters in continuous conduction mode. IEEE transactions on circuits and systems, vol. 53, n° 8, pp. 1816-1827, 2006.
- [11] He Y. et Luo F. L. Sliding-mode control for dc-dc converters with constant switching frequency. IEE proceedings on control theory applications, vol. 153, n° 1, pp. 37-45, 2006.
- [12] Mahdavi J. et Emaadi A. Sliding-mode control of PWM Čuk converter. IEE Power Electronics and Variable Speed Drives. Nottingham, UK, 1996.
- [13] Buso S. Design of a robust voltage controller for a buck-boost converter using μ -synthesis. IEEE transactions on control systems technology, vol. 7, n° 2, pp. 222-229, 1999.
- [14] Leyva-Ramos J., Alberto Morales-Saldana J. et Vital-Ochoa O. μ -stability analysis for current-programmed regulators. Journal of applied mathematics and computation, vol. 120, Issues 1-3, pp. 3-14, 2001.