

ANALYSE DES CONVERTISSEURS PARALLELES ENTRELACES: STABILITE, SENSIBILITE ET COMMANDE

F. KHELILI, A. HADRI HAMIDA

Laboratoire LGEB, Département de génie électrique, Université de Biskra, Biskra, Algérie

RESUME

Les convertisseurs parallèles entrelacés sont classiquement utilisés dans des applications à forts courants dans les onduleurs de secours de forte puissance, le réseau de puissance automobile et les régulateurs chargés d'alimenter des microprocesseurs. Dans cet article, nous présentons une modélisation bien détaillée des convertisseurs DC-DC parallèles entrelacés avec l'analyse de la stabilité de ces convertisseurs en se basant sur l'étude de la sensibilité aux variations paramétriques. Les avantages de l'architecture des convertisseurs parallèles DC-DC est de fournir une tolérance de défauts, de fortes intensités de courant de sortie avec faibles tensions de sortie. À la fin, nous présentons l'étude d'une commande non-linéaire robuste utilisée pour les convertisseurs parallèles DC-DC entrelacés. La stratégie de commande est basée sur la répartition équitable de courant en utilisant la commande par modes de glissement (CMG). Des détails sont donnés pour l'exécution de l'algorithme de commande. Outre la concordance avec ce qu'a prédit la théorie, les résultats de simulation sont satisfaisants.

MOTS CLES: Commande par modes de glissement, Convertisseurs DC-DC parallèles entrelacés.

1 INTRODUCTION

Les convertisseurs dévolteur sont couramment utilisés dans les ordinateurs afin de réduire la tension fournie par l'alimentation vers une tension plus faible. Ces alimentations doivent fournir un fort courant avec une faible ondulation de tension tout en restant dans un volume réduit. L'augmentation du courant d'alimentation et de ses transitoires a donné lieu à l'association de plusieurs convertisseurs entrelacés. Cette association appelée dévolteur multi-phase présente plusieurs avantages [1÷5] :

- Le courant d'alimentation étant transféré et réparti sur plusieurs cellules, les pertes en conduction sont plus faibles.
- Par le décalage des commandes à travers des rapports cycliques déphasés de $\frac{1}{n}$ entre chaque phase adjacente, on peut réduire les taux d'ondulation des courants et de tension en sortie et ainsi réduire la taille des filtres.
- L'entrelacement des convertisseurs apporte aussi un autre avantage: la réponse dynamique du système aux variations de courant peut être améliorée. En effet, une importante augmentation du courant demandé par la charge peut être satisfaite en faisant conduire simultanément plusieurs branches de l'alimentation.

Ainsi, lorsque les courants déphasés s'additionnent pour former le courant de sortie, le taux d'ondulation est significativement réduit avec une fréquence n fois supérieure à la fréquence de découpage.

Ces convertisseurs sont aussi largement utilisés dans la

télécommunication. Ils sont commandés pour régler la tension de sortie et pour permettre l'égalité de la charge. Ces convertisseurs sont des systèmes non-linéaires. Les sources principales des non-linéarités sont les commutateurs et dans beaucoup de travaux précédents, les études dans ce domaine de l'électronique de puissance sont basées principalement sur le modèle moyen et la linéarisation du système.

Un des premiers articles sur les convertisseurs DC-DC parallèles a été publié par [6] où il a proposé une topologie avec isolation galvanique basée sur la conception de ces convertisseurs. Et depuis, les convertisseurs DC-DC parallèles ont trouvé une large application dans les systèmes de conversion de puissance. Ils ont beaucoup de caractéristiques souhaitables. Cependant, l'analyse, la conception et la commande de tels convertisseurs ne sont pas simples [7÷16]. En général, les modules des convertisseurs parallèles entrelacés ne sont pas identiques.

Une présentation générale et complète des méthodes de la commande non linéaires doit faire certainement appel à des notions et outils relatifs aux mathématiques compliquées. Pour cette raison, nous pensons judicieux de limiter le formalisme adopté tout en précisant quelles sont les hypothèses choisies [17]. Nous pourrions de cette manière appliquer immédiatement ces méthodes à la commande des convertisseurs parallèles DC-DC entrelacés fonctionnent à PWM pour exposer plus en détail ces techniques de commande non-linéaires. Grâce à la commande appliquée aux interrupteurs, nous pouvons réguler la tension de sortie. En dépit du caractère non linéaire des convertisseurs parallèles et des caractéristiques du dévolteur, nous avons envisagé d'appliquer une loi de commande renommée par ces propriétés de performances et de robustesse. C'est la

CMG [18÷26]. En effet, cette technique utilise la théorie des systèmes à structure variables qui n'est autre qu'une méthode mathématique d'analyse des systèmes discontinus. Elle est donc particulièrement adaptée aux systèmes à commande discontinue ou aux systèmes à deux sous systèmes commutant l'un vers l'autre. Telle qu'elle se présente, la technique de la CMG consiste à amener la trajectoire d'état du système vers une surface de glissement où une logique de commutation appropriée la fera osciller de part et d'autre de celle-ci jusqu'à convergence sur la surface. Le glissement idéal est obtenu lorsque la trajectoire d'état évolue sur la surface de glissement.

2 MODELISATION DES CONVERTISSEURS DC-DC PARALLELES ENTRELACES

D'abord, on commence par 2 convertisseurs dévolteurs parallèles entrelacés puis on généralise l'étude. Nous supposons que les non-linéarités dues aux parasites sont négligeables ($r_C = 0$) et que le convertisseur, fonctionnant en mode continu, est synchronisés à un taux égal à la fréquence de commutation. D'ailleurs, le régulateur est conçu de telle manière qu'une fois il y a une perturbation au niveau des états, il peut être remis à zéro seulement par la prochaine impulsion. Ceci élimine efficacement la possibilité d'impulsions multiples dans un cycle de commutation. Sur Fig. 1, nous montrons un schéma de n convertisseurs dévolteurs parallèles entrelacés.

Chaque module individuel dans ces systèmes multi-topologiques est dans l'état "ON" quand l'interrupteur est fermé et dans l'état "OFF" quand il est ouvert. Ces fonctions de commutation seront représentées par le vecteur de commutation T_R . Nous supposons que le déphasage entre les formes d'onde de la tension triangulaire de deux convertisseurs successifs est égal à $\theta = T / n$, qui est constant (où T est la période de commutation). Nous notons que, quand le déphasage $\theta = 0$, les convertisseurs se synchronisent. On pose α_a le rapport cyclique du convertisseur a et α_b le rapport cyclique du convertisseur b. les instants de commutation des convertisseurs a et b sont respectivement $t_{1a} = \alpha_a * T$ et $t_{1b} = \alpha_b * T$. Nous représentons les états du convertisseur complet en boucle ouverte par x_i (i_{L_i} est le courant des inductances L_i et V_{C_i} est la tension aux bornes des condensateurs C_i). Le courant de la charge est I_{ch} et les contraintes sur le modèle de ces convertisseurs est:

$$V_{C_a} = V_{C_b} = \dots = V_{C_n} = V_s = V_C \quad (1)$$

$$i_{s_a} + i_{s_b} + \dots + i_{s_n} = i_{ch} \quad (2)$$

$$V_C < V_e \quad (3)$$

Le comportement dynamique d'un seul convertisseur dévolteur est donné par :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L} (-r_L i_L - V_C + T_R V_e) \quad (4)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C} i_L - \frac{V_e}{R} \quad (5)$$

Où T_R est la fonction de commutation qui prend les valeurs 1 et 0. Donc le système sous forme matricielle est:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{CR} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_R}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (6)$$

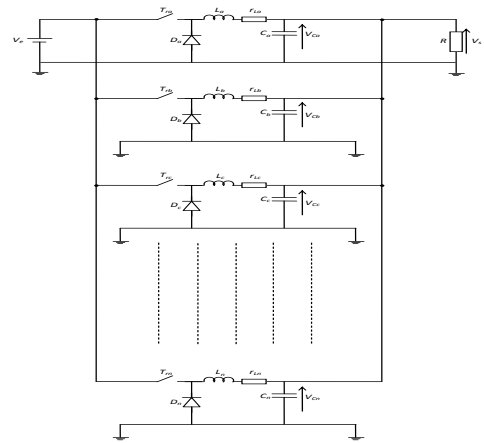


Figure 01: Schéma de principe de n convertisseur Buck parallèles entrelacés

On peut réécrire le système (6) de la façon suivante:

$$\dot{x} = A_1^o x + B_1^o V_e$$

À partir de (6), la forme matricielle de 2 convertisseurs dévolteurs parallèles entrelacés est la suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_{1a} \\ \dot{x}_{2a} \\ \dot{x}_{1b} \\ \dot{x}_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_a}}{L_a} & -\frac{1}{L_a} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C_a} & -\frac{1}{C_a R_a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_{L_b}}{L_b} & -\frac{1}{L_b} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_b} & -\frac{1}{C_b R_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{1a} \\ x_{2a} \\ x_{1b} \\ x_{2b} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_{R_a}}{L_a} \\ 0 \\ \frac{T_{R_b}}{L_b} \\ 0 \end{bmatrix} V_e \quad (7)$$

Le système (7) peut s'écrire comme suit:

$$\dot{x} = A_2^o x + B_2^o V_e \quad (8)$$

Donc, la représentation d'état des convertisseurs DC-DC parallèles en boucle ouverte se met sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = A_i^o x + B_i^o V_e \\ V_s = C_i^o x \end{cases} \quad (9)$$

Où $I = 1, \dots, N$ et A_i^o, B_i^o, C_i^o sont des matrices caractérisant le système en boucle ouverte à l'instant t_i , avec:

$$\sum_{i=1}^n t_i = T \quad (10)$$

2.1 Modèle moyen des convertisseurs DC-DC parallèles

Dans ce cas, les instants de commutation sont égaux $t_{1a} = t_{1b}$, pour chaque cycle de commutation de période T il ya 2 sous intervalles de fonctionnement. Les séquences de commutation dans chaque cycle de commutation sont: $T_{Ra} = 1, T_{Rb} = 1 \rightarrow T_{Ra} = 0, T_{Rb} = 0$. Chaque état de commutation peut être décrit par les équations d'état suivantes :

$$\dot{x} = A_{11}^o x + B_{11}^o V_e \quad t < t_{1a} \quad (11)$$

$$\dot{x} = A_{00}^o x + B_{00}^o V_e \quad t_{1a} < t < T \quad (12)$$

Pour le convertisseur dévolteur $A_{11}^o = A_{00}^o = A_{moy}$ et $B_{00}^o = 0$.

On peut déduire la forme moyenne de x .

$$\dot{\bar{x}} = A_{moy} \bar{x} + \alpha_a B_{11}^o \bar{V}_e \quad (13)$$

3 ANALYSE DE STABILITÉ

Pour l'étude de la stabilité globale en utilisant le modèle moyen des convertisseurs parallèles entrelacés représenté par l'équation (13), on a tracé sur Fig. 2 le diagramme de bode du système en boucle fermée. D'après cette figure on remarque que le système est stable globalement quelque soit la valeur de la tension d'entrée V_e . Et pour l'étude de la stabilité locale nous traçons le diagramme de bifurcation illustré sur Fig. 3. Nous constatons que, aussi longtemps

que V_e est inférieur à 20V, le comportement périodique de période 1 est stable. Dans l'intervalle $V_e = [20 \div 23]$ V, nous remarquons une bifurcation de hopf supercritique, cette orbite est dans ce cas stable et la valeur de $V_e = 20$ V est une valeur critique (voir Fig. 4). Quand $V_e = 23$ V, l'orbite de période 1 devient instable et une orbite stable de période 2 émerge. En outre, quand V_e est plus grand que 32V, nous remarquons une cascade de doublement de période et le système en boucle fermée devient chaotique.

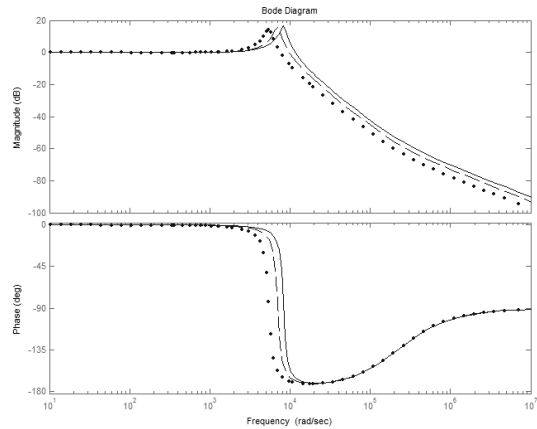


Figure 02: Diagramme de bode pour $V_e = 25$ (...), 35 (-) et 45 (-) V

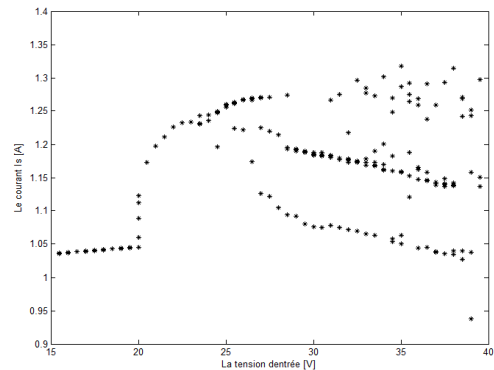


Figure 03: Diagramme de bifurcation

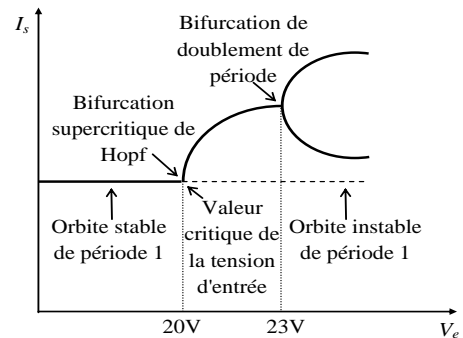


Figure 04: Diagramme illustratif du phénomène de bifurcation

4 COMMANDE PAR MODE GLISSANT À APPROCHE NON LINEAIRE

4.1 Principe de la commande

Le but de la commande est d'assurer la répartition équitable du courant sur les n convertisseurs et de régler la tension de sortie. Suivant les états de fermeture et d'ouverture de l'interrupteur, nous avons deux structures possibles. Après la combinaison de ces deux structures et l'introduction d'une grandeur d'entrée binaire (T_R), le convertisseur sera décrit par le modèle suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{1}{L_1}(T_{R_1} \cdot V_e - V_{C_1} - r_{L_1} i_{L_1}) \\ \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{1}{C_1}(i_{L_1} - I_{s_1}) \\ \frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{1}{L_2}(T_{R_2} \cdot V_e - V_{C_2} - r_{L_2} i_{L_2}) \\ \frac{dV_{C_2}}{dt} = \frac{1}{C_2}(i_{L_2} - I_{s_2}) \\ \vdots \\ \frac{di_{L_n}}{dt} = \frac{1}{L_n}(T_{R_n} \cdot V_e - V_{C_n} - r_{L_n} i_{L_n}) \\ \frac{dV_{C_n}}{dt} = \frac{1}{C_n}(i_{L_n} - I_{s_n}) \end{cases} \quad (14)$$

Où $v_s = v_c$. Nous pouvons réduire le système (14) en un système plus simple qui est le suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{L_k}}{dt} = \frac{1}{L_k}(T_{R_k} \cdot V_e - V_{C_k} - r_{L_k} i_{L_k}) \\ \frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{1}{C_k}(i_{L_k} - I_{s_k}) \end{cases} \quad (15)$$

Où k représente le nombre des convertisseurs mis en parallèles. Le système (15) peut être mis sous la forme:

$$\dot{x} = F(x) + G(x, V_e) T_R \quad (16)$$

$$\text{Avec } F(x) = \begin{bmatrix} -\frac{r_{L_k}}{L_k} i_{L_k} - \frac{1}{L_k} V_{C_k} \\ \frac{1}{C_k} i_{L_k} - \frac{1}{RC_k} V_{C_k} \end{bmatrix} \text{ et } G(x, V_e) = \begin{bmatrix} \frac{V_e}{L_k} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Le principe de cette commande consiste à remplacer le régulateur linéaire de la boucle de tension par un régulateur à structure variable (CMG) (Fig. 5). Cette technique consiste à ramener la trajectoire d'état du système vers la surface de glissement et de la faire osciller grâce à une logique de commutation adéquate jusqu'au point d'équilibre [27]. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (Fig. 6).

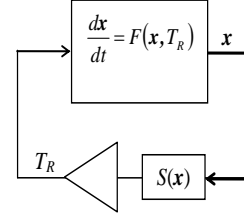


Figure 05: Structure utilisée de la RMG,

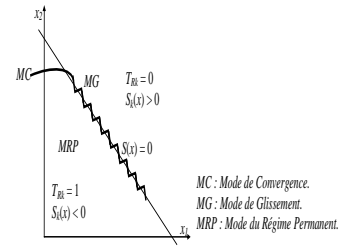


Figure06: Modes de trajectoire dans le plan de phase

4.2 Conception et application de la commande

Choix de la surface de glissement: La surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. Les références [27, 28] proposent une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée:

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (18)$$

avec: x : Variable à régler, $e(x)$: Écart de la variable à régler : $e(x) = x_{réf} - x$, λ_x : Constante positive, r : Degré relatif de la variable à régler. D'après l'équation (18), et pour $r = 1$, les surfaces de glissement seront:

$$S_k = e_k(V_s) + e_k(i_{L_k}) = V_{réf_k} - H_v V_s + i_{réf_k} - H_i i_{L_k} \quad (19)$$

Où H_v et H_i représentent les gains des capteurs atténuateurs des tensions de sortie et des courants des inductances respectivement. Fig. 7 donne le schéma de commande.

Condition de convergence : La condition de convergence permet au système de converger vers la surface de glissement. Il s'agit alors d'exprimer une fonction scalaire

positive $V(x) > 0$ pour les variables d'états du système qui est définie par la fonction de Lyapunov suivante:

$$V(x) = \frac{1}{2} S(x)^T S(x) \quad (20)$$

Pour que la fonction de Lyapunov décroisse, il suffit de s'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié par:

$$\dot{V}(x) < 0 \Rightarrow S(x)^T \dot{S}(x) < 0 \quad (21)$$

Calcul de la loi de commande: La structure d'un contrôleur comporte deux composantes, une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante.

Calcul de T_{Req} : Elle est calculée à partir de :

$$S(x) = 0 \Rightarrow \dot{S}(x) = 0 \quad (22)$$

Par la dérivation de l'équation (19), nous obtenons:

$$\dot{S}_k = -\frac{H_v}{C_k} i_{L_k} + \frac{H_v}{C_k} I_{s_k} - \frac{H_i}{L_k} (T_{R_k} \cdot V_e - V_{C_k} - r_{L_k} i_{L_k}) \quad (23)$$

La dynamique des surfaces est donnée par:

$$\dot{S}_k = E_k(x_k) + Q_k T_{R_k} + W_k I_{s_k} \quad (24)$$

Où

$$x_k = [i_{L_k} \ V_{C_k}]^T \quad (25)$$

$$E_k = \left(\frac{H_i r_{L_k}}{L_k} - \frac{H_v}{C_k} \right) i_{L_k} + \frac{H_i}{L_k} V_{C_k} Q_k = -\frac{H_i}{L_k} V_e \quad (26)$$

et

$$W_k = \frac{H_v}{C_k} \quad (27)$$

Par l'utilisation de (24), on définit la composante équivalente :

$$\dot{S}_k = 0 \Rightarrow T_{R_{k,eq}} = -Q_k^{-1} (E_k(x_k) + W_k I_{s_k}) \quad (28)$$

Calcul de T_{Rn} : La composante non linéaire est déterminée pour satisfaire la condition de convergence.

$$S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (29)$$

La solution la plus simple vérifiant cette condition est de la forme :

$$T_{R_{k,n}} = K \text{sign}(S_k) \quad (30)$$

Où K est un gain positif et

$$T_{R_{k,n}}(t) = \begin{cases} 0 & S_k(x) > 0 \\ 1 & S_k(x) < 0 \end{cases} \quad (31)$$

Par conséquent la loi de commande à la sortie du régulateur devient:

$$T_{R_k}^* = -Q_k^{-1} (E_k(x_k) + W_k I_{s_k}) + K \text{sign}(S_k) \quad (32)$$

5 RESULTATS DE SIMULATION

5.1 Avec un régulateur PID

Cas de 2 dévolteurs parallèles différents synchronisés:

Sur Fig. 8(a) nous présentons les allures des courants et des tensions des deux convertisseurs dévolteur parallèles ayant des paramètres différents et fonctionnant en synchronisme. Les paramètres des convertisseurs sont représentés sur le tableau I. Le type de commande appliquée se base sur la distribution équitable de courant. Nous avons appliqué une perturbation au niveau de la tension de référence pour tester la réaction de la commande. Tel que montrent Fig. 8(a), les amplitudes des courants i_{La} et i_{Lb} sont différentes. La tension de sortie d'un convertisseur est égale à la tension aux bornes de sa capacité à cause de l'élimination de la résistance parasite r_C .

Cas de 2 dévolteurs parallèles différents asynchronisés:

Comme les deux convertisseurs ont des paramètres différents, les amplitudes des courants i_{La} et i_{Lb} sont aussi différentes comme le montre Fig. 8(b) et les allures sont déphasées. On note une diminution des ondulations de la tension du deuxième convertisseur. Des allures des tensions et des courants, on peut noter un temps de réponse très court avec erreur dynamique plus petite et une erreur statique négligeable par rapport au cas précédent.

Cas de 2 dévolteurs parallèles similaires asynchronisés:

Les formes d'ondes des courants et des tensions de deux convertisseurs dévolteurs parallèles asynchronisés sont montrées sur Fig. 8(c). Le temps de réponse du système est plus court par rapport au temps de réponse relatif aux cas précédents. On remarque que les deux courants i_{La} et i_{Lb} ont les mêmes amplitudes mais ils sont intercalés d'un déphasage de 0.0002 s.

5.2 Avec un régulateur par mode de glissement

Cas de 2 dévolteurs parallèles différents synchronisés:

Pour illustrer et pour faciliter la compréhension des résultats théoriques, une simulation est développée sous le logiciel MATLAB. Les résultats de simulations de deux convertisseurs dévolteurs parallèles ont des paramètres différents et fonctionnent en synchronisme sont montrés sur Fig. 9. Comme précédemment, nous avons appliqué une perturbation au niveau de la tension de référence pour voir la faisabilité de la commande (Fig. 9(a)). Les ondulations des courants des inductances diminuent et sont dans les limites tolérables. Les variations paramétriques n'ont pas affectées la qualité de la commande. La poursuite en tension et le rejet de la perturbation paramétrique sont bien pris en charge par la loi de commande.

L'effet de perturbation de la tension d'alimentation:

Voici en ce qui concerne les performances du convertisseur quand la tension d'entrée diminue de 32 V à 15 V. Cette variation de V_e est le maximum toléré d'après l'étude faite dans la section III. Les résultats de simulation présentés sur Fig. 9(c) montrent la bonne réaction de la commande face à cette perturbation. Pour le cas de l'augmentation de V_e au delà de 15 V, les résultats montrent bien que la tension aux bornes des capacités et les courants des inductances suivent parfaitement leurs références (Fig. 9(b)). L'application des échelons de la tension d'alimentation permet d'observer le comportement de contrôleur robuste face à un rejet de perturbation.

Tableau 01: Les paramètres des convertisseurs

Paramètre	Unité	Convertisseur "a"	Convertisseur "b"
V_e	[V]	15 ÷ 40	15 ÷ 40
f	[Hz]	$2.5 \cdot 10^3$	$2.5 \cdot 10^3$
L	[H]	$20 \cdot 10^{-3}$	$40 \cdot 10^{-3}$
C	[μ F]	47	90
r_L	[Ω]	0,022	0,052
$V_{réf}$	[V]	12	12
R	[Ω]	22	22

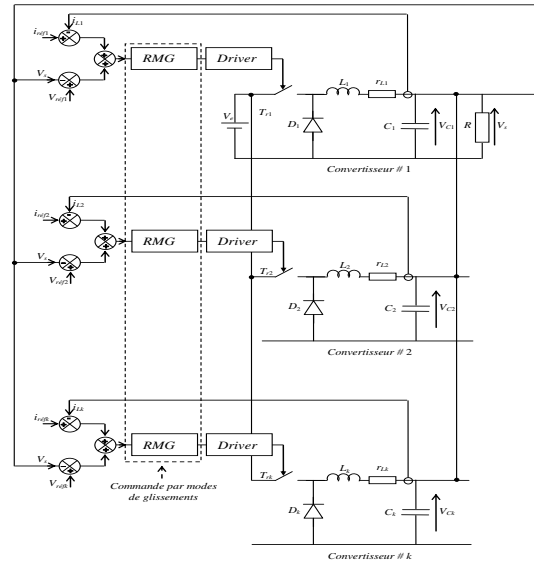


Figure 07: Principe du réglage par mode glissant

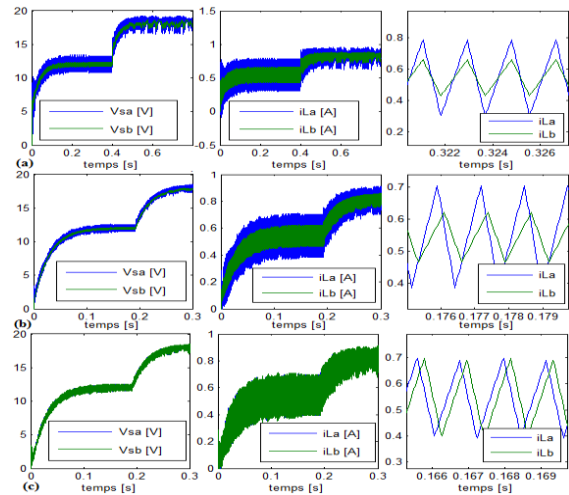


Figure 08: Les tensions V_{sa} , V_{sb} et les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation au niveau de $V_{réf}$

L'effet de la perturbation de charge: Maintenant nous allons montrer l'effet de la variation de la charge sur les performances du système. Les résultats de simulation pour une diminution de charge sont présentés sur Fig. 9(e). Il est facile de noter que la commande réagit bien face à cette perturbation afin de garantir une tension de sortie commandée. Les résultats de simulations sur Fig. 9(d) prouvent que même pour une augmentation de charge, la commande a pu assurer de bonnes performances du système et la variation de la charge n'a pas affecté son côté qualitatif. Finalement, nous pouvons dire que malgré les variations paramétriques, la dynamique du système demeure satisfaisante.

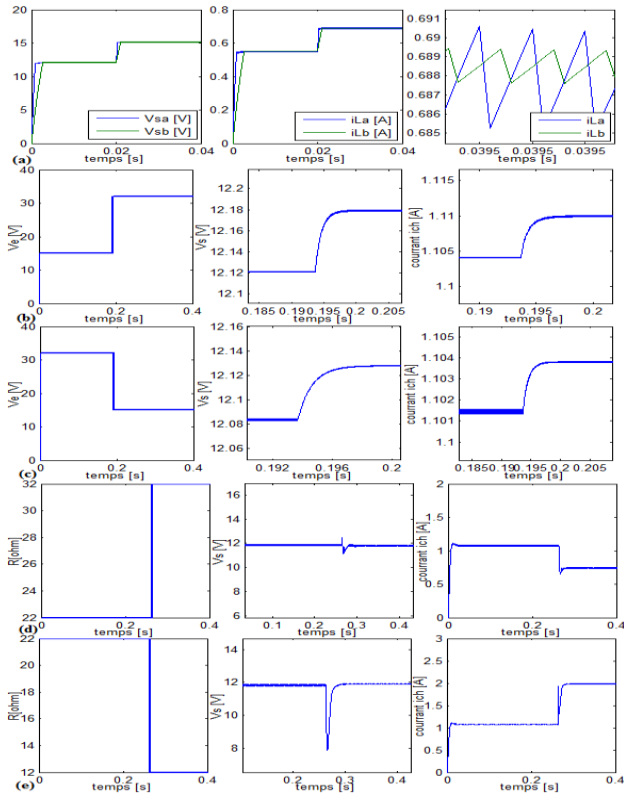


Figure 09: Les formes d'onde pour deux convertisseurs synchronisés et différents, (a) Les tensions V_{sa} , V_{sb} et les courants i_{La} , i_{Lb} lors d'une perturbation au niveau de V_{ref} , (b) et (c) Variation de V_{cr} , la tension V_s et le courant i_{ch} , (d) et (e) Variation de R , la tension V_s et le courant i_{ch} .

6 CONCLUSION

Dans cet article, nous avons présenté une commande à structure variable de n convertisseurs DC-DC parallèles de type dévolteurs en se limitant dans la simulation à $n = 2$. L'explication de la loi de commande proposée a été suivie de tests de simulation en présence de variations paramétriques et de perturbations de charge et de tension d'entrée et qui peut être étendu en vue de prendre compte des bruits de mesure. Les résultats de simulation montrent les bonnes performances de la structure de la commande tant du point de vue de stabilité que de robustesse par rapport aux variations paramétriques.

En conclusion, on peut dire que malgré le comportement non linéaire du convertisseur, nous avons montré qu'il peut bien se comporter comme une charge résistive et cela grâce à la stratégie de contrôle employée.

REFERENCES

[1] Shrud, Mohamed A.; Kharaz, Ahmad H.; Ashur, Ahmed S.; Faris, Ahmed; Benamar, Mustafa, "Analysis and simulation of automotive interleaved Buck Converter," World Academy of Science, Engineering and Technology, 2017.

[2] [2] M.julio Cezar Brandelero, "Conception et réalisation d'un convertisseur multicellulaire DC/DC pour application aéronautique", Thèse de doctorat, institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2015.

[3] Micka el Petit, Thierry Martire, Abdallah Darkawi "Analyse du comportement magnétique et thermique" Université de Cergy pontoise, 2014.

[4] J. Gallagher, "Coupled Inductors Improve Multiphase Buck Efficiency", Power electronics Technology, Janvier 2006.

[5] Hedel, K., "High-density avionic power supply", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp. 615-619, 1980.

[6] Ridley, R. B., Small-signal analysis of parallel power converters, MS Thesis, Department of Electrical and Computer Engineering, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia, 1986.

[7] Siri, K., Analysis and design of distributed power systems, Thèse de doctorat, Department of Electrical Engineering, University of Illinois, Chicago, Illinois, 1991.

[8] Wu T. F., Siri K. et Banda J., "The central-limit control and impact of cable resistance in current distribution for parallel-connected dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 694-702, 1994.

[9] Chen, Q., "Stability analysis of paralleled rectifier systems", International Telecommunications Energy Conference, pp. 35-40, 1995.

[10] Panov, Y., Rajagopalan, J. et Lee, F. C., "Design-oriented analysis of paralleled dc-dc converters with master-slave current-sharing control", Proceedings of the Annual Seminar of Virginia Power Electronics Seminar, pp. 83-89, 1996.

[11] Rajagopalan, J., Xing, K., Guo, Y. et Lee, F. C., "Modeling and dynamic analysis of paralleled dc-dc converters with master-slave current sharing control", IEEE Applied Power Electronics Conference, pp. 678-684, 1996.

[12] Thottuvelil, V.J. et Verghese, G. C., "Stability analysis of paralleled dc-dc converters with active current sharing", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1080- 1086, 1996.

[13] Thottuvelil, V. J. et Verghese, G. C., "Analysis and control design of paralleled dc-dc converters with current sharing", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 13, no. 4, pp. 635-644, 1998.

[14] Perreault, D. J., Kassakian, J. G. et Verghese, G. C., "Stability analysis of nonlinear current-sharing techniques", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 665- 671, 1997.

[15] Zafrany I. et Ben-Yaakov, S., "Average modeling, analysis and simulation of current shared dc-dc converters", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 640-646, 1998.

[16] Labben M., B. Braiek, F. Fnaiech et K. Al-Haddad, "Feedback Linearization Control Technique Applied To A Three Phase Shunt Active Power Filter," IEEE-

- IECON Conf. Rec., pp. 1402-1407, 2003.
- [17] Utkin V. I., "sliding mode in control and optimization", Springer –Verlag, Berlin, 1992.
- [18] Bartolini G., A. Ferrara, A. Levant et E. Usai, "On second order sliding mode controllers", In young, K.D., Ozguner, U.(Eds.), Variable structure systems, sliding mode and nonlinear control, Lecture notes in control and information sciences , vol. 247, pp. 329–350, London: Springer 1999.
- [19] Floquet T., Contribution à la commande par modes glissants d'ordre supérieur, Thèse de doctorat, École centrale de Lille, 2000.
- [20] Bartolini G., A. Pisano et E. Usai "Global stabilization for nonlinear uncertain systems with unmodeled actuator dynamics", IEEE Trans. Automatic Control, Rev., no. 3, pp.1826-1832, 2001.
- [21] Orlov Y., L. Alguilar et J.C. Cadiou, "Switched chattering control vs. backlash friction phenomena in electrical servomotors", International journal on control, pp. 957-967, 2003.
- [22] Bartolini G., A. Pisano, E. Punta et E. Usai "A survey of applications of second order sliding mode control to mechanical systems", International Journal of Control, pp. 2003, 892–875.
- [23] Laghrouche S., M. Smaoui, X. Brun et F. Plestan, "Robust second order sliding mode controller for electro-pneumatic actuator", Proceeding of the 2004 American Contr Conference, pp.5090-5095, Boston, Massachusetts, 2004.
- [24] Benaïssa A. et M. K. Fellah, "Commande par mode de glissement d'un convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance", Acta electrotehnica, vol. 47, no. 2, pp. 67-72, 2006.
- [25] Benayache R., Contribution à la commande robuste des systèmes non linéaires incertains: application à un système hydraulique, Thèse de doctorat, Université de Valenciennes et du hainaut-cambrésis, France, 2009.
- [26] Slotine, 1984 Slotine J. J., "Sliding Controller Design for Nonlinear Systems", IJC, vol. 02, pp. 421- 434, 1984.
- [27] Slotine 1986 Slotine J. J., "Adaptive Sliding Controller Synthesis for Nonlinear Systems", IJC, vol. 43, no. 06, pp. 1631- 1651, 1986.