

Une approche predictive pour la commande d'un convertisseur multicellulaire

Diego PATINO, Pierre RIEDINGER, Claude IUNG

¹Centre de Recherche en Automatique de Nancy (CRAN)
ENSEM, 2, Avenue de la forêt de Haye
54516 Vandoeuvre-les-Nancy Cedex, France

patino.diego@ensem.inpl-nancy.fr, pierre.riedinger@ensem.inpl-nancy.fr
http://www.cran.uhp-nancy.fr/

Résumé— Les lois de commande classiques pour les convertisseurs de puissance à base de modèle moyen permettent de régler le régime transitoire, mais se heurtent souvent à un comportement en régime permanent mal maîtrisé (forme d'onde, sous-harmonique, etc.). Cet article présente une nouvelle approche prédictive qui permet d'atteindre un cycle optimal périodique, à partir de la référence moyenne sur le courant et sur les tensions. Ce cycle est utilisé comme référence pour une commande prédictive. L'implantation en temps réel est alors assurée par un réseau de neurones. Nous validons la loi de commande à l'aide de simulations sur un hacheur à trois cellules.

Mots-clés— Convertisseur multicellulaires, cycle limite, systèmes hybrides, commande optimale, programmation non-linéaire.

I. INTRODUCTION

Les applications industrielles avec des puissances de quelques mégawatts emploient généralement des tensions de plusieurs kilovolts. Les études et le développement effectués sur les convertisseurs multicellulaires au cours des dix dernières années ont montré d'excellentes caractéristiques [1], [2], [3], [10]. Le convertisseur multicellulaire permet de diviser la tension en la distribuant sur plusieurs cellules en série. Ce sont des systèmes particulièrement intéressants pour des applications de forte puissance avec des hautes tensions car ils permettent d'améliorer la qualité spectrale de la tension découpée et les performances dynamiques. La figure 1 montre le schéma du convertisseur. Sa fonction est d'alimenter une charge passive (R-L). Dans ce travail,

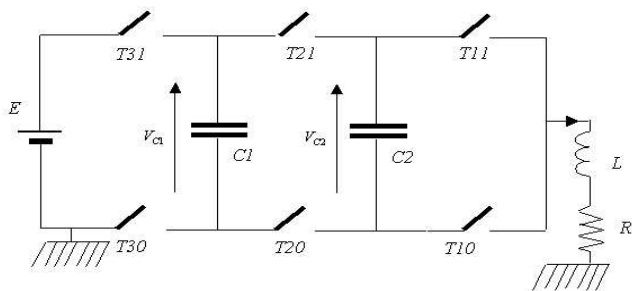


Fig. 1. Hacheur à 3 cellules imbriquées

nous nous intéressons à la commande de ce système dont les entrées peuvent être décrites comme des valeurs binaires. L'étude est suffisamment complexe pour être générique.

Traditionnellement, lorsque l'obtention d'un modèle moyen est possible, la commande des convertisseurs est calculée à partir de considérations linéaires [4], [5]. Par conséquent le caractère hybride n'est pas pris en compte, ainsi que l'aspect haute fréquence du signal.

Dans cet article, nous proposons une nouvelle approche prédictive pour commander un système avec des entrées binaires. Cette approche établit d'abord un cycle de référence optimal. Une commande prédictive est alors élaborée pour suivre ce cycle de référence. L'avantage de cette méthode est de prendre en compte la forme d'onde dès la phase de conception de la commande. L'implantation de la commande en ligne se fait à partir d'un apprentissage hors ligne d'un réseau de neurones en tenant compte des variations de la charge et de l'entrée. La table résultante permet alors de satisfaire les contraintes de temps réels de l'ordre du kHz entre deux instants d'échantillonnage. Les simulations montrent que cette loi de commande maintient l'état d'équilibre même en présence de perturbations ou de variations de paramètres.

Dans la section 2, nous présentons le problème général. La section 3 est consacrée à l'analyse en boucle ouverte et à la recherche du cycle limite optimal. La section 4 montre la stratégie de commande en boucle fermée par commande prédictive. La section 5 montre les résultats de simulation sur un convertisseur à trois cellules. Dans la section 6, nous donnons quelques conclusions.

II. FORMULATION DU PROBLÈME

La classe de systèmes peut être décrite par les équations différentielles :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1)$$

où $x \in \mathbb{R}^n$ représente l'état, $y \in \mathbb{R}^p$ est la sortie et u est un vecteur booléen. $f(x) \in \mathbb{R}^n$, $g(x) = [g_1(x), \dots, g_m(x)] \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $g_i \in \mathbb{R}^n$, $i \in \vec{m} \triangleq \{1, \dots, m\}$ et $h(x) \in \mathbb{R}^m$ sont fonctions de x [6].

Le problème de commande est de trouver la loi de commutation telle que le système en boucle fermée soit stable et que la sortie y soit régulée autour de sa valeur moyenne de référence y_d .

Nous supposons que tous les états du système (1) sont mesurés, donc la fonction est simplement $h(x) = x$.

Définition 1: Une séquence de commutation est un ensemble fini, représenté par des couples

$$(T, I)^s = \{(t_1, i_1), (t_2, i_2), \dots, (t_s, i_s)\} \quad (2)$$

où

- $T = \{t_1, t_2, \dots, t_s\}$, $I = \{i_1, i_2, \dots, i_s\}$.
- $t_0 \leq t_1 \leq t_2 \leq \dots \leq t_s \leq \infty$.
- Chaque mode $i_j \in \{1, \dots, m\}$ pour $j = 1, \dots, s$, $s \leq \infty$.

Pour ce type de système, le point de fonctionnement y_d n'est pas un point d'équilibre. On ne maintient le système qu'en valeur moyenne autour de ce point. Il existe plusieurs cycles limites permettant d'obtenir ce résultat.

Notre approche consiste donc à sélectionner l'un d'entre eux comme régime permanent de référence. Cette sélection s'opère au moyen d'une fonction objectif (minimisation de l'erreur, choix de la forme d'ondes, harmoniques, etc).

Une fois le cycle de référence établi, la commande prédictive est obtenue de deux manières :

- Dans le voisinage du cycle optimal $(T^*, I^*)^{s^*}$ seuls les temps de commutation sont recherchés par le modèle prédictif. I et s^* sont fixés à leur valeurs de référence I^* et s^* .
- Loin du voisinage : T et I sont optimisés et l'horizon de prédiction est fixé à s^* .

III. DETERMINATION DU RÉGIME PERMANENT

Dans cette partie, nous cherchons à déterminer le cycle limite de référence. Le but est d'obtenir la meilleure séquence $(T, I)^s$ ($1 < s < s_{max}$) qui nous donne une forme d'onde spécifique. Afin de minimiser les oscillations autour du point de fonctionnement désiré, nous avons choisi le critère quadratique autour de la valeur moyenne de référence :

$$J((T^*, I^*)^{s^*}) = \min_{s, I, T} \sum_{j=1}^s \|\bar{x}_j - x_{ref}\|_Q^2 \quad (3)$$

où $\|\cdot\|^2$ représente la norme 2, Q est une matrice de poids qui est caractérisée par $Q = Q^T \geq 0$. s est le nombre de modes dans la séquence, \bar{x}_j est la valeur moyenne de l'état dans le mode i_j qui est numériquement calculée et x_{ref} est une référence constante pour chaque variable d'état de (1) (figure 2). La solution du problème (3) est déterminée de la manière suivante :

1. Pour s et I fixés, nous optimisons les durées $\tau_j = t_{j+1} - t_j$, $j = 1, \dots, s$ sous les contraintes :

$$x(t_1) = x(t_f) \quad (4)$$

$$\sum_{j=1}^s \tau_j < T_p \quad (5)$$

$$\delta_k(t_j) \geq t_{min} |u_k(t_j) - u_k(t_{j+1})| \quad \forall j = 1, \dots, s$$

$$\dot{\delta}_k(t_j) = 1 \quad \forall k = 1, \dots, N$$

$$\delta_k(t_{j+1}) = 0 \quad si \quad |u_k(t_j) - u_k(t_{j+1})| \neq 0 \quad (6)$$

2. On reprend le point 1 avec un nouveau couple I et s jusqu'à épuisement.

L'équation (4) est une contrainte de périodicité sur l'état du cycle limite [7].

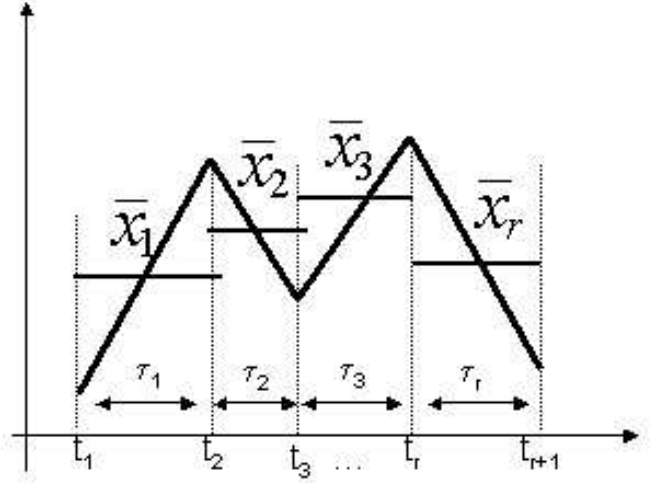


Fig. 2. Le critère de cycle limite

L'équation (5) est une contrainte sur la période où T_p est une borne supérieure pour la durée du cycle.

L'équation (6) est une condition sur la durée minimum d'activation du mode i_j où t_{min} est une constante. t_{min} représente le temps minimum entre deux instants d'activation du même interrupteur. δ_k est le temps accumulé à partir de la dernière activation de l'interrupteur. Cet ensemble de contraintes représentent un intégrateur avec une condition de remise à zéro pour chaque interrupteur.

Au lieu d'employer la valeur constante du modèle moyen de référence, le choix du cycle nous permet de spécifier un régime permanent périodique.

La solution de (3)-(4)-(5)-(6) définit donc une référence $R_{ref}(t)$ pour la boucle fermée.

Remarque 2: La méthode peut être numériquement très lourde car nous devons résoudre le problème (3) $\sum_{s=1}^{s_{max}} m^s$ fois. Cette optimisation est faite hors ligne.

IV. CONSTRUCTION DE LA BOUCLE FERMÉE

Dans cette section, nous présentons l'élaboration de la commande en boucle fermée. Le but de cette méthode est de trouver une loi de commande prédictive minimisant la fonction de coût suivante :

$$\min_{(T, I)} \sum_{j=1}^{s^*} \|\tau_j - \tau_j^*\|_Q^2 + \|x(t_j) - R_{ref}(t_j)\|_Q^2 \quad (7)$$

où les durées τ_j^* , la longueur s^* , et $R_{ref}(t_j)$ sont déterminés à partir du cycle optimal $(T^*, I^*)^{s^*}$

Comme le processus à contrôler est rapide, nous proposons un contrôleur à base de réseau de neurones qui ne nécessite que la lecture des valeurs dans une table aux instants de commutations. L'horizon de prédiction est fixé à s^* .

Le principe d'un réseau de neurones est le suivant :

1. Soit le vecteur ε l'entrée du réseau et sa dérivée $\frac{d\varepsilon}{dt}$ avec :

$$\varepsilon(t_j) = \begin{bmatrix} R(t_j) - x(t_j) \\ \tau_j - \tau_j^* \end{bmatrix} \quad (8)$$

On résout (7) pour un nombre fini de valeurs de l'erreur.

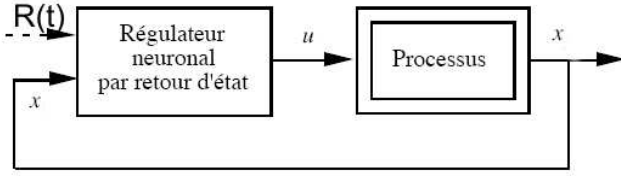


Fig. 3. Système de régulation neuronal.

2. On interpole ces solutions pour obtenir une relation entrée-sortie donnée par :

$$o_j = f \left(\sum_{k=1}^{2s^*} \left(w_{jk} f \left(\sum_{h=1}^{2(n+s^*)} v_{kh} \varepsilon_h \right) \right) \right) \quad j = 1, \dots, m \quad (9)$$

où w_{jk} , v_{kh} sont les poids du réseau. L'équation (9) décrit la relation entrée-sortie du réseau après la phase d'apprentissage qui fixe les poids w_{jk} , v_{kh} . Elle a pour entrée l'erreur et la dérivée de l'erreur et pour sortie le vecteur de commande booléen $u(t)$ et sa durée d'utilisation. f est la fonction d'activation de chaque neurone. Pour plus d'information sur les réseaux de neurones et les algorithmes d'apprentissage voir [8].

Au final, la relation (9) nous fournit d'une partition de l'espace $(\varepsilon, \varepsilon')$. On associe à chaque partie un mode optimal et une durée fonction de ε [9].

Dans la figure 4, nous observons la structure du réseau. L'apprentissage du réseau est obtenue de deux manières :

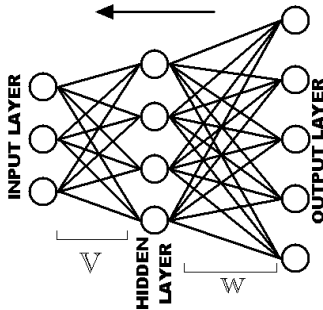


Fig. 4. Structure d'un réseau de neurones

- Loin du voisinage du cycle limite $R(t)$, nous sommes en régime transitoire. L'optimisation de (7) se fait par rapport au couple (T, I) pour s^* fixé. Le premier mode et sa durée font partie de l'apprentissage du réseau.
- Dans un voisinage du $R(t)$: Nous arrivons au régime permanent et les modes I^* sont connus. L'optimisation se fait uniquement sur l'instant de commutation. Le problème d'apprentissage est alors plus facilement résolu (Voir la figure 5).

Remarque 3: Il est important de noter que cet apprentissage est également obtenu en faisant varier l'entrée et la charge du système.

V. RÉSULTATS DE SIMULATION

Pour le convertisseur à trois cellules de la Figure 1, V_{c1} , V_{c2} représentent les tensions dans chaque condensateur C_1

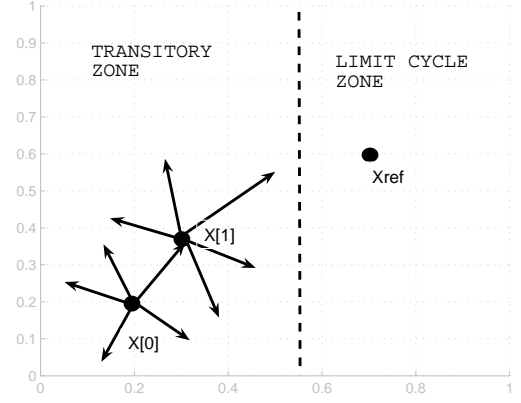


Fig. 5. Du régime transitoire au regime permanent (cycle limite)

i_j	u_1	u_2	u_3
1	0	0	0
2	0	0	1
3	0	1	1
4	0	1	0
5	1	1	0
6	1	1	1
7	1	0	1
8	1	0	0

TABLE I
TABLEAU DES MODES

et C_2 , i_L le courant dans l'inductance L . L'état est composé par $x = [V_{c1}, V_{c2}, i_L]^T$, les fonctions $g(x)$ et $f(x)$ de (1) sont données par :

$$g(x) = \begin{bmatrix} -\frac{i_L}{C_1} & \frac{i_L}{C_1} & 0 \\ 0 & -\frac{i_L}{C_2} & \frac{i_L}{C_2} \\ \frac{V_{c1}}{L} & \frac{V_{c2}-V_{c1}}{L} & \frac{E-V_{c2}}{L} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$f(x) = [0 \quad 0 \quad -\frac{R}{L}i_L]^T \quad u = [u_1 \quad u_2 \quad u_3]^T$$

Si $u_j = 1$, $j = 1, \dots, 3$, l'interrupteur T_{j1} est fermé et T_{j0} est ouvert. Si $u_j = 0$, $j = 1, \dots, 3$, l'interrupteur T_{j1} est ouvert et T_{j0} est fermé. R est la valeur de résistance et E représente la source d'entrée. La table I donne la correspondance entre la commande et les modes de fonctionnement.

La première étape est de résoudre le programme mathématique (3) avec les contraintes (2)-(4)-(5)-(6) pour trouver le cycle limite optimal. Nous imposons $T_p = 3ms$ et $t_{min} = 1/16e3$. La séquence $(T, I)^s$ pour $s_{max} = 7$, avec

$$Q = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 100 \end{bmatrix}$$

est obtenue à partir de la solution du problème (3). La solution optimale est une séquence de longueur 2 et s'écrit :

$$(T, I)^2 = \{(0.0625ms, 1), (0.18739ms, 6)\} \quad (11)$$

De cette relation, on déduit la référence $R(t)$ pour la boucle fermée. On notera que la solution à l'optimum active la

contrainte de temps minimum entre deux commutations puisque $t_1 = t_{min}$.

Au démarrage l'état initial est donné par $x(0) = [0, 0, 0]^T$, et la tension d'entrée $E = 1.5\text{kV}$. Le but est d'avoir un régime permanent de $x(t) = [\frac{2E}{3}, \frac{E}{3}, 100]^T$. La figure 6 montre la tension dans les condensateurs et la figure 7 montre le courant de l'inductance.

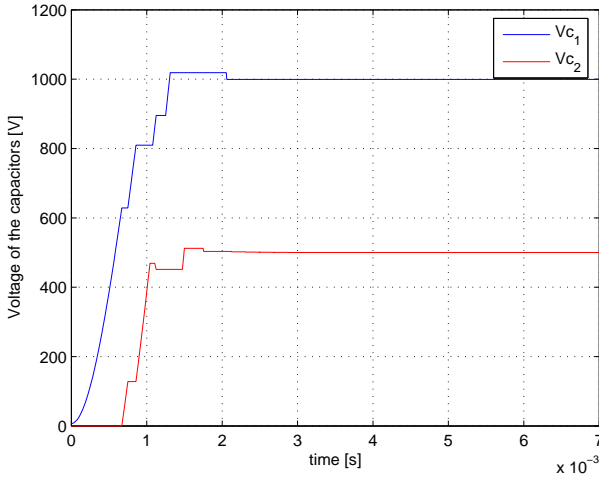


Fig. 6. Réponse de la tension des condensateurs lorsqu'on applique sur la entrée un échelon, en boucle fermée à partir de l'état initial zéro

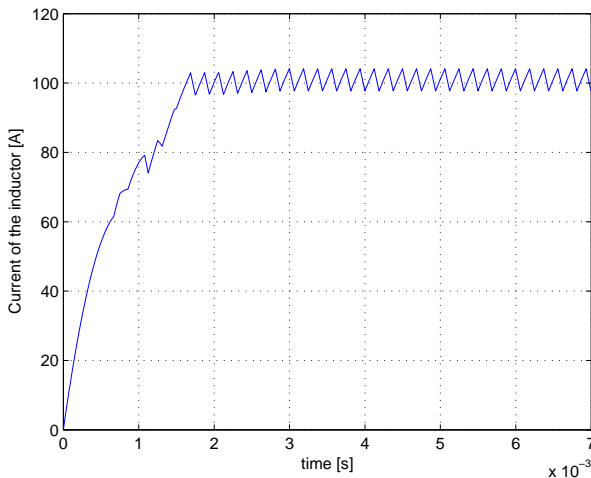


Fig. 7. Réponse du courant de la inductance lorsqu'on applique sur la entrée un échelon, en boucle fermée à partir de l'état initial zéro

La figure 8 montre la séquence des modes I qui est obtenue par le réseau de neurones. Dans la figure 9 nous pouvons voir la dynamique des modes $u_k, k = 1, \dots, 3$. Nous observons que l'état d'équilibre est atteint en $t = 1.5$ ms sans dépassement sur le courant et avec un très faible dépassement sur les tensions des condensateurs V_{C1}, V_{C2} . Si on teste la robustesse du convertisseur vis à vis des perturbations sur l'entrée, on obtient le résultat suivant : Le convertisseur est initialement au point d'équilibre quand un échelon de tension d'entrée de $E = 1.5$ kV à $E = 1.2$ kV est appliqué à l'instant $t = 0.01$ s. Les figures 10, 11 et 12

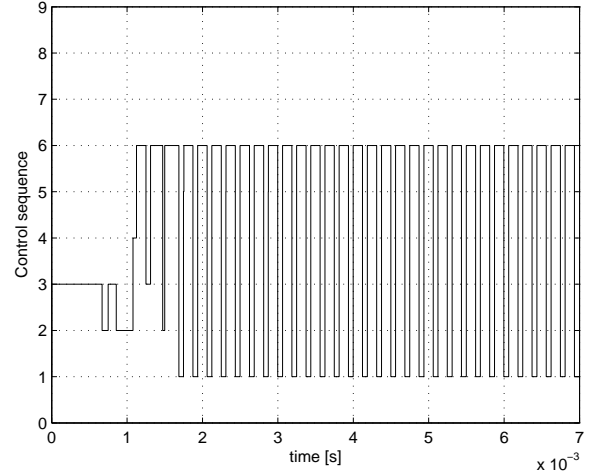


Fig. 8. Séquence de modes à partir de l'état initial zéro

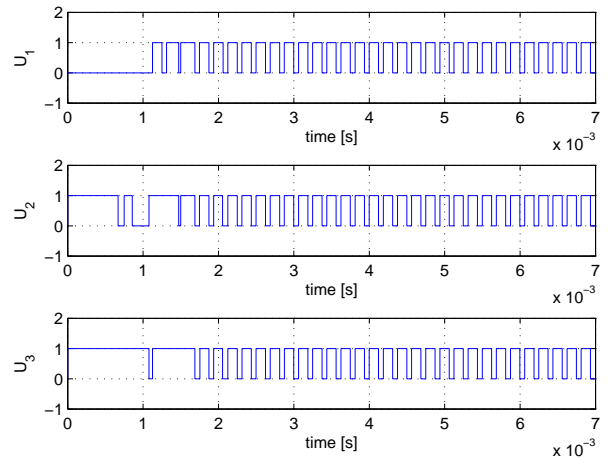


Fig. 9. Séquence de commande pour chaque switch à partir de l'état initial zéro

récapitulent cet essai. On observe un très bref transitoire qui dure 0.8ms avant de retourner vers les même modes, mais avec des durées différentes. La figure 12 montre le changement de séquence.

Nous examinons finalement la robustesse de la commande. Les figures 13 et 14 montrent la réponse du convertisseur à un échelon de charge de $10\Omega, 10\text{mH}$ à $1\Omega, 5\text{mH}$. Sur les figures 14 et 15, nous pouvons observer que l'adaptation du système se traduit par un changement de cycle et un transitoire de 7ms.

VI. CONCLUSIONS

Dans ce travail nous avons proposé une solution pour commander un système hybride avec des entrées binaires.

Le schéma proposé se décompose en trois parties : i) Le calcul d'un cycle limite optimal en boucle ouverte par programmation non-linéaire avec un critère de moindre oscillations et en respectant les contraintes de temps sur les commutations. ii) La poursuite de la trajectoire par une commande prédictive. iii) L'implémentation de la commande au moyen d'un réseau de neurones afin de satisfaire les

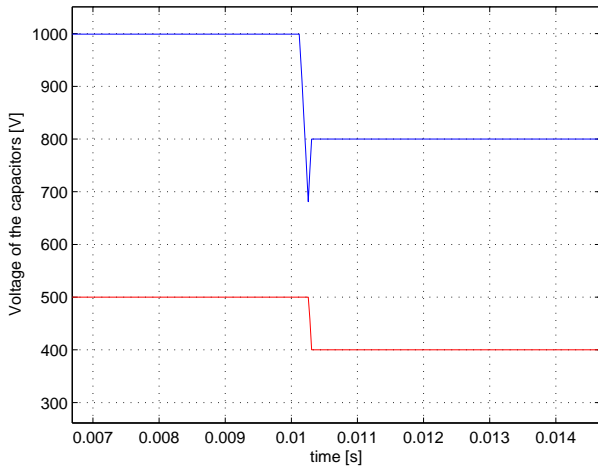


Fig. 10. Réponse de la tension des condensateurs pour un échelon sur l'entrée de $E = 1.5\text{kV}$ à $E = 1.2\text{kV}$

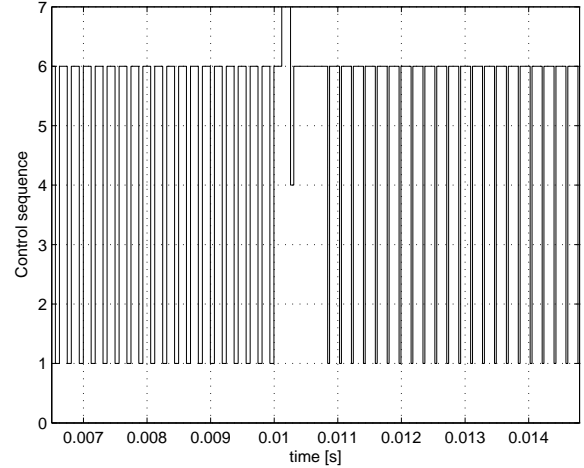


Fig. 12. Séquence des modes pour un échelon sur l'entrée de $E = 1.5\text{kV}$ à $E = 1.2\text{kV}$

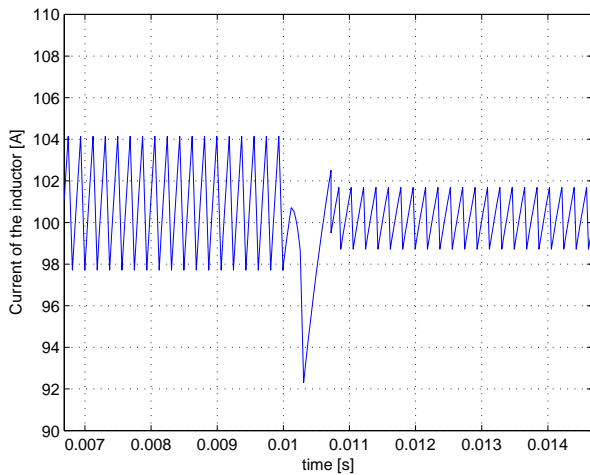


Fig. 11. Réponse du courant de l'inductance pour un échelon sur l'entrée de $E = 1.5\text{kV}$ à $E = 1.2\text{kV}$

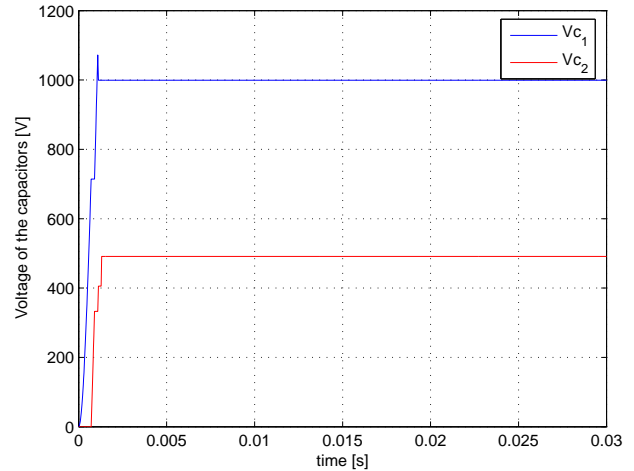


Fig. 13. Réponse de la tension des condensateurs pour un échelon sur la charge de $R = 10\Omega$ à $R = 30\Omega$

contraintes de temps réel. La commande est alors obtenue par la lecture d'une table.

L'efficacité de cette approche a été démontrée sur la simulation d'un convertisseur DC/DC à trois cellules.

Notre approche permet de réduire le temps de calcul et facilite la mise en oeuvre en temps réel sur des systèmes rapides comme les convertisseurs de puissance. Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant, il est nécessaire de garantir l'équilibre des tensions appliquées aux différentes cellules. Les résultats sur le convertisseur à trois cellules montrent que les tensions sont équilibrées et qu'elles convergent vers le cycle limite de référence, même en présence d'un échelon de charge ou d'un échelon de tension d'entrée.

Comme perspectives, la robustesse et la faisabilité doivent être vérifiées avec des résultats expérimentaux.

REMERCIEMENTS

Ce travail a été fait dans le cadre du réseau HYCON (HYbrid CONtrol : Taming Heterogeneity and complexity of networked embedded systems).

RÉFÉRENCES

- [1] Gateau G., Fades M., et., *Multicell converters : Active control and observation of flying capacitor voltages*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5, 2002.
- [2] Chiasson J.N., et., *Control of a Multilevel Converter Using Resultant Theory*, IEEE Transactions on Control Systems Technology, Vol. 11, No. 3, 2003.
- [3] Bornard G., *New Control Law for capacitor voltage balance in multilevel inverter with switching rate control*, IEEE Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome (Italy), 2000.
- [4] Middlebrook R. and Wester G.W., *Low-Frequency Characterization of Switched DC DC Converters*, IEEE Power Processing and Electronics Specialists Conference, 1972 Record, (IEEE Publication 72CH06528 AES); also, IEEE Trans. Aerospace and Electronic Systems, AES9, May 1973.
- [5] Middlebrook R. and Cuk S., *A General Unified Approach to Modelling Switching Dc to Dc Converters in Discontinuous Conduction Mode*, IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1977.
- [6] Ludvigsen, R., et. al., *On Hybrid Control of Nonlinear Systems : Application to Induction Machines*, Proceedings of IFAC Conference NOLCOS'98. 1, 309-314, 1998-07.
- [7] Riedinger, P., Daafouz J., and Iung, C., *About solving hybrid control problems*, 17th IMACS World Congress, Paris, 2005.
- [8] Patterson P.W., *Artificial Neural Networks*, Prentice Hall, Singapore, 1996.

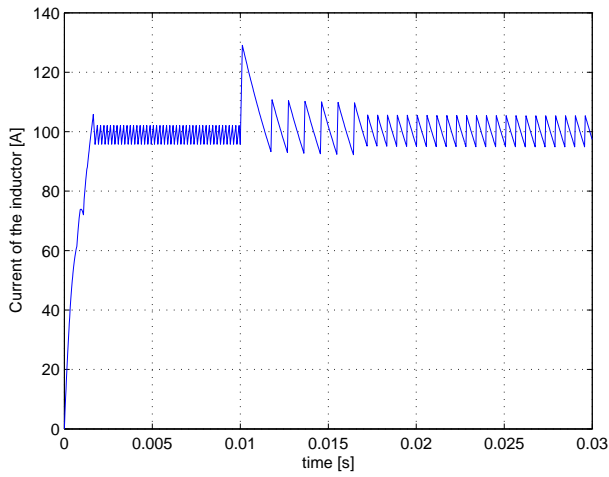


Fig. 14. Réponse du courant de l'inductance pour un échelon sur la charge de $R = 10\Omega$ à $R = 30\Omega$

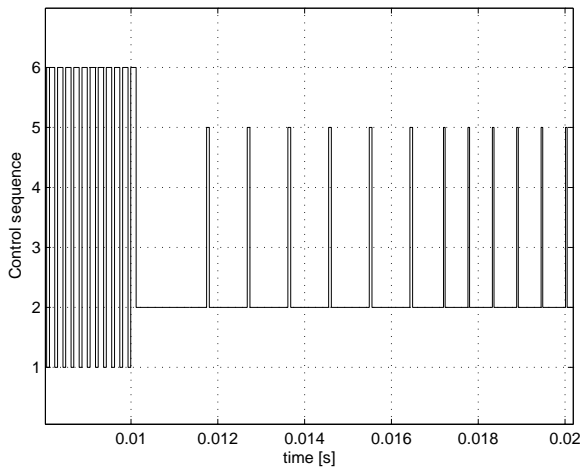


Fig. 15. Séquence de modes pour un échelon sur la charge de $R = 10\Omega$, $L = 10\text{mH}$ à $R = 1\Omega$, $L = 5\text{mH}$ est appliqué

[9] Slotine J.E., *Sliding controller of non-linear systems*, Int. J. Control, Vol. 40, No. 2, 1984.

[10] Bethoux O. and Barbot J.P., *Commande permettant le contrôle du convertisseur multicellulaire série à nombre non premier de cellules*, Proceedings of the Conférence Internationale Franco-phonie d'Automatique, Nantes, France, 2002.