



HAL
open science

Commande directe d'un convertisseur multicellulaire : résultats expérimentaux

Leonardo Amet, Malek Ghanes, Jean-Pierre Barbot

► To cite this version:

Leonardo Amet, Malek Ghanes, Jean-Pierre Barbot. Commande directe d'un convertisseur multicellulaire : résultats expérimentaux. CIFA - 7ème Conférence Internationale Francophone d'Automatique - 2012, Jun 2012, Grenoble, France. hal-00749953

HAL Id: hal-00749953

<https://inria.hal.science/hal-00749953v1>

Submitted on 8 Nov 2012

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 directe d'un convertisseur multicellulaire : résultats expérimentaux

Leonardo Amet ^{*,**} Malek Ghanes ^{**} Jean-Pierre Barbot ^{**}

^{*} *GS Maintenance*
16, rue Henri Schneider
77430, Champagne sur Seine, France
leonardo.amet@ensea.fr

^{**} *ECS - Lab, ENSEA*
6, Avenue du Ponceau
95014, Cergy-Pontoise cedex, France.
ghanes@ensea.fr, barbot@ensea.fr

Résumé :

Les Convertisseurs Multicellulaires série, introduits dans les années 90, fournissent beaucoup de degrés de liberté, parmi eux, la possibilité de distribuer les contraintes en tension des interrupteurs et d'améliorer le contenu harmonique de la tension de sortie. Dans ce type de structures il est nécessaire d'équilibrer les tensions des condensateurs internes à des valeurs spécifiques. Les techniques de commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) permettent cet équilibrage, mais favorisent les dynamiques lentes et plus particulièrement les régimes établis. Dans ce travail, nous proposons une commande directe et simple, basée sur les techniques de modes glissants, bien adaptée aux régimes aussi bien permanents que transitoires.

Mots-clés: Convertisseur Multicellulaire, Modes Glissants, Commande Directe.

1. INTRODUCTION

Les convertisseurs multicellulaires série Meynard et Foch (2002) ont été conçus dans le but de réduire les contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance Meynard et Foch (1992). Ceci est accompli au moyen de réserves d'énergies flottantes réalisées avec des condensateurs. Afin de réguler les contraintes en tensions sur les interrupteurs à la même valeur il faut équilibrer les tensions des condensateurs à des valeurs préétablis. Cet équilibrage peut être réalisé avec une commande MLI en boucle ouverte (voir Meynard et Foch (2002) et Meynard et Fadel (1997)), mais la convergence fournie par cette méthode est lente et peut être source d'oscillations indésirables. Ce dernier problème peut être contourné avec l'ajout d'une charge auxiliaire RLC Gateau (1997). Cette dernière solution a de nombreux désavantages; plus de composants; augmentation du volume et du coût mais surtout des pertes ce qui diminue substantiellement le rendement du convertisseur. Afin d'éviter ce problème, une technique de commande MLI en boucle fermée apparaît comme une solution naturelle. Cette approche permet un équilibrage plus performant que la technique MLI antérieure et des bonnes performances en régime permanent, mais le fait qu'elle soit basée sur des valeurs moyennes conduit à des compensations lentes des déséquilibres. De plus, la commande MLI en boucle fermée peut être implémentée seulement dans le cas où le nombre de cellules est premier. Dans le cas contraire il existe des valeurs de rapport cyclique qui rendent le système instable Béthoux (2005).

Dans ce travail nous proposons une commande rapide et directe dont l'implémentation est très simple d'un point de vue informatique industriel. De plus, elle peut être appliquée aux convertisseurs à nombre de cellules quelconque et ainsi proposer une solution restant viable dans le cas de la perte d'une cellule (c.f. commande tolérante aux fautes Cocquempot et al. (2003)). Cette publication est organisée comme suit : dans la section 2 les principes des convertisseurs multicellulaires sont rappelés. Dans la section 3, une analyse de commandabilité est faite et une commande directe basée sur les techniques de modes glissants est proposée et est implémentée au moyen d'un algorithme dit de *priorité*. Les performances et la robustesse de cette commande sont présentées aux moyens de simulations et de résultats expérimentaux dans les sections 4 et 5 respectivement. Des conclusions et perspectives sont données dans la section 6.

2. MODÈLE MATHÉMATIQUE

La *structure multicellulaire* est réalisée à partir de la mise en série d'interrupteurs complémentaires, dits cellules, entre lesquels sont intercalées des sources de tension flottantes, réalisées à l'aide de condensateurs. Cette structure peut fonctionner en plusieurs configurations : convertisseur CC-CC ou onduleur, en demi-pont ou pont-complet.

Dans le cas général d'une structure à n cellules, le nombre de niveaux de sortie est N , et le nombre de condensateurs est $n - 1$. Dans ce travail, la notation suivante sera utilisée :

- u_k représente l'état de l'interrupteur k .
 $u_k = 1$: fermé ; $u_k = 0$: ouvert.
- \bar{u}_k représente l'état de l'interrupteur complémentaire à u_k .
- $Cell_k$ représente la cellule k , ensemble de u_k et \bar{u}_k .
- C_k représente le condensateur k .

Dans la figure 1, l'exemple d'un convertisseur multicellulaire à trois cellules est montré.

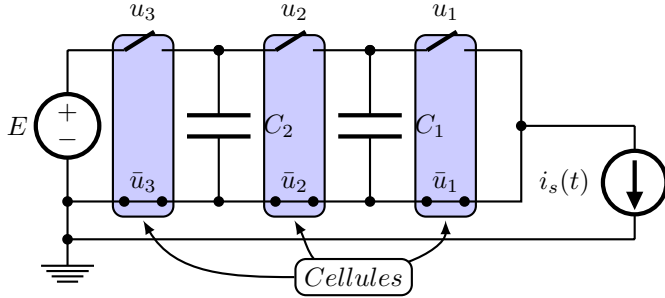


FIGURE 1. Convertisseur Multicellulaire à trois cellules

Les tensions des cellules peuvent être exprimées en fonction des tensions des condensateurs :

$$v_{Cell_k} = v_{C_k} - v_{C_{k-1}} \quad (1)$$

avec $v_{C_0} = 0$ et $v_{C_n} = E$. Les tensions des condensateurs peuvent s'écrire en fonction du courant de sortie et des états des interrupteurs :

$$v_{C_k}(t) = v_{C_k}(0) + (u_{k+1} - u_k) \int_0^t \frac{i_s}{C_k} dt \quad (2)$$

Finalement, la tension de sortie peut s'écrire comme suit :

$$\begin{aligned} v_s &= \sum_{k=1}^n u_k v_{Cell_k} \\ &= \sum_{k=1}^n (v_{C_k} - v_{C_{k-1}}) u_k \end{aligned} \quad (3)$$

En dérivant (2) et en regroupant avec (3), nous obtenons la représentation du système sous forme d'équations d'états :

$$\begin{cases} \dot{v}_{C_k} = \frac{u_{k+1} - u_k}{C_k} i_s \\ v_s = \sum_{k=1}^n (v_{C_k} - v_{C_{k-1}}) u_k \end{cases} \quad (4)$$

Les équations (4) montrent que le convertisseur multicellulaire série est une classe de système dynamique hybride (SDH) (voir Goebel et al. (2009) pour une meilleure description des SDH ; pour le convertisseur multicellulaire série décrit comme SDH, voir Bejarano et al. (2010) et Amet et al. (2011)).

À l'état d'équilibre, les tensions des cellules sont égales :

$$v_{Cell} = E/n \quad (5)$$

Dans ces conditions les tensions aux bornes des condensateurs prennent les valeurs :

$$v_{C_k} = k \frac{E}{n} \quad (6)$$

et la tension de sortie devient :

$$v_s = \lambda \frac{E}{n} \quad (7)$$

avec

$$\lambda = \sum_{k=1}^n u_k \quad (8)$$

qui représente le niveau de sortie (tension) du convertisseur multicellulaire.

3. COMMANDE DIRECTE

La commande MLI permet un contrôle effectif des tensions internes, mais seulement dans les cas de nombre premier de cellules Béthoux (2005). De plus, cette technique est basée sur la modélisation à valeurs moyennes, ce qui favorise les évolutions lentes. Il est préférable d'avoir une technique de commande valide pour n'importe quel nombre de cellules, permettant en même temps une convergence plus rapide. Avant de présenter cette commande, une étude de commandabilité sera abordée.

3.1 Commandabilité

Une définition générale de commandabilité peut être résumée comme suit :

“Un système est *commandable* s'il est possible de ramener son état \mathbf{x} d'une valeur initiale \mathbf{x}_0 vers une valeur finale \mathbf{x}_f en temps fini”.

Dans le cas des convertisseurs multicellulaires cela est accompli *s'il est possible de trouver un n-uplet d'intervalles finies δt_i associées à n commandes $\mathbf{u}_i = (u_{i1}, u_{i2}, u_{i3})$ (états d'interrupteurs) de façon à ramener son état $\mathbf{v}_C = (v_{C1}, v_{C2})$ vers un état voisin $\mathbf{v}_C + \Delta \mathbf{v}$. Cette condition peut s'exprimer de façon mathématique comme suit :*

$$\begin{cases} \sum_{k=1}^n \delta t_i \frac{d\mathbf{v}_C(\mathbf{u}_i)}{dt} = \Delta \mathbf{v} \\ \sum_{i=1}^n \delta t_i = T \end{cases} \quad (9)$$

Il faut aussi tenir compte du *flux unidirectionnel du temps* :

$$\delta t_i \geq 0. \quad (10)$$

L'existence de solution du système d'équations (9) implique la *commandabilité* du convertisseur. À partir de la définition de la trajectoire de temps hybride définie dans Lygeros et al. (2003) et en utilisant le système d'équations (9), la propriété de commandabilité peut s'exprimer comme une *condition de rang* :

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} \dot{v}_{C_1}(\mathbf{u}_1) & \dot{v}_{C_1}(\mathbf{u}_2) & \dots & \dot{v}_{C_1}(\mathbf{u}_n) \\ \dot{v}_{C_2}(\mathbf{u}_1) & \dot{v}_{C_2}(\mathbf{u}_2) & \dots & \dot{v}_{C_2}(\mathbf{u}_n) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{v}_{C_{n-1}}(\mathbf{u}_1) & \dot{v}_{C_{n-1}}(\mathbf{u}_2) & \dots & \dot{v}_{C_{n-1}}(\mathbf{u}_n) \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Dans ce travail, seulement le cas du convertisseur à trois cellules sera analysé.

Cas 1 : $\lambda = 0$ ou $\lambda = 3$

Dans ce cas $\mathbf{u}_i = (0, 0, 0)$ ou $\mathbf{u}_i = (1, 1, 1)$ pour $i = 1, 2, 3$. D'un point de vue physique, aucun condensateur n'est sollicité, donc le système *n'est pas commandable*. Mathématiquement, en remplaçant \mathbf{u}_i dans (4) on trouve : $\dot{v}_{C_1} = \dot{v}_{C_2} = 0$, donc le *rang* est nul :

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (12)$$

Cas 2 : $\lambda = 1$

Dans ce cas, un seul interrupteur par combinaison est fermé : $\mathbf{u}_1 = (0, 0, 1)$, $\mathbf{u}_2 = (0, 1, 0)$ et $\mathbf{u}_3 = (1, 0, 0)$. La condition de *rang* est :

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} 0 & \frac{i_s}{C} & -\frac{i_s}{C} \\ \frac{i_s}{C} & -\frac{i_s}{C} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = 3 \quad (13)$$

Le système est donc *commandable* pour $\lambda = 1$.

Cas 3 : $\lambda = 2$

Dans ce cas, deux interrupteurs par combinaison sont fermés : $\mathbf{u}_1 = (1, 1, 0)$, $\mathbf{u}_2 = (1, 0, 1)$ et $\mathbf{u}_3 = (0, 1, 1)$. La condition de *rang* est :

$$\text{Rang} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{i_s}{C} & \frac{i_s}{C} \\ \frac{i_s}{C} & \frac{i_s}{C} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = 3 \quad (14)$$

si $i_s \neq 0$.

Le système est donc *commandable* pour $\lambda = 2$.

L'*unidirectionalité de l'écoulement du temps* est toujours accomplie puisque les condensateurs peuvent être chargés et déchargés par la seule action des interrupteurs, donc l'existence d'intervalles δt inférieures à zéro n'est pas nécessaire. Il faut remarquer que pour les cas où le système est non commandable, les variables ne divergent pas puisqu'elles restent constantes.

3.2 Commande par modes glissants

Afin de réguler les tensions des cellules à la même valeur, les tensions des condensateurs prennent les valeurs de référence suivantes :

$$\begin{aligned} v_{C_1} &= v_{ref_1} = E/3 \\ v_{C_2} &= v_{ref_2} = 2E/3 \end{aligned} \quad (15)$$

Pour accomplir cet objectif, une commande basée sur la technique des *modes glissants* est envisagée. Les surfaces proposées sont les suivantes :

$$\begin{aligned} s_1 &= v_{ref_1} - v_{C_1} \\ s_2 &= v_{ref_2} - v_{C_2} \end{aligned} \quad (16)$$

Pour qu'il soit possible d'implémenter une commande par modes glissants, la commande doit apparaître explicitement dans les dérivées des surfaces. A partir des équations (16) et des équations dynamiques du système (4)

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= \dot{v}_{ref_1} - K_1 \text{sign}(s_1) \\ \dot{s}_2 &= \dot{v}_{ref_2} - K_2 \text{sign}(s_2) \end{aligned} \quad (17)$$

où K_1 , K_2 , $\text{sign}(s_1)$ et $\text{sign}(s_2)$, sont implémentés comme suit :

$$\begin{aligned} K_1 &= \frac{|i_s|}{C_1} \\ K_2 &= \frac{|i_s|}{C_2} \\ \text{sign}(s_1) &= (u_1 - u_2) \text{sign}(i_s) \\ \text{sign}(s_2) &= (u_2 - u_3) \text{sign}(i_s) \end{aligned} \quad (18)$$

où u_1 , u_2 et u_3 représentent les états des interrupteurs (voir figure 1). D'après les équations (18) il existe un problème au niveau de l'implémentation : les fonctions $\text{sign}(s_1)$ et $\text{sign}(s_2)$ ne sont pas indépendantes puisqu'il existe un *couplage* dû à la présence de u_2 . Pour palier à ce problème, un *algorithme de priorité* est proposé.

3.3 Algorithme de priorité

Pendant la *phase d'approche*, il n'est généralement pas possible de ramener les deux surfaces vers zéro en même temps. L'algorithme de priorité permet de choisir, de façon naturelle, quelle surface doit être ramenée vers zéro lorsque l'autre reste constante ou *perturbée* dans le sens contraire. Cette technique est basée sur la connaissance de l'évolution des états du système en fonction des états des interrupteurs.

Nous appellerons *vecteur d'erreur* \mathbf{e} le vecteur défini comme suit :

$$\begin{aligned} \mathbf{s} &= \mathbf{v}_{ref} - \mathbf{v}_C \\ \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{ref_1} \\ v_{ref_2} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} v_{C_1} \\ v_{C_2} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

Nous définissons aussi les matrices U et \bar{U} comme la matrice *identité* et sa *négation logique* respectivement. Les lignes de ces matrices sont formées par les différents états d'interrupteurs pour les cas où λ vaut 1 ou 2 :

$$U = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \bar{U} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (20)$$

La fonction de l'algorithme est-elle de trouver les états d'interrupteurs qui rapprochent le plus les tensions des condensateurs vers leurs références en utilisant des calculs de projections. Par exemple, si $\lambda = 1$, chaque file de la matrice U représente un des trois possibles états d'interrupteurs, donc, elles définissent l'évolution des états du système. A partir du calcul de projections suivant, les états des interrupteurs sont choisis :

$$p_i = \mathbf{s} \cdot \dot{\mathbf{v}}_C (U_{i1}, U_{i3}, U_{i3}) \quad (21)$$

avec $i = 1, 2, 3$. L'état des interrupteurs qui rend la projection p_i maximale est appliqué jusqu'à ce qu'une autre combinaison d'interrupteurs soit prioritaire (projection maximale). Quand deux combinaisons d'interrupteurs (files de U) ont la même priorité, elles sont appliquées l'une après l'autre à une fréquence théoriquement infinie.

Dans la figure 2 les possibles évolutions des tensions des condensateurs en fonction de λ et des états des interrupteurs sont montrées. Afin de montrer de façon

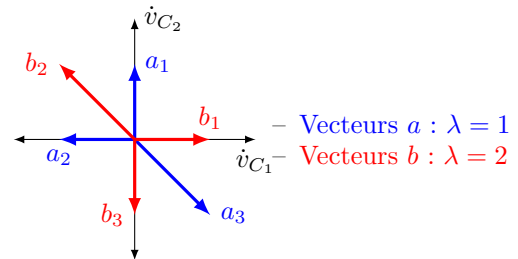


FIGURE 2. Possibles évolutions d'états en fonction des états d'interrupteurs

simple le comportement de l'algorithme de priorité, nous présentons un petit exemple. Pour l'état initial montré dans la figure 3 et une référence placée à l'origine de coordonnées, les tensions des condensateurs évolueront selon les directions qui donnent des projections maximales. D'abord, le système évolue selon le vecteur a_3 , ce qui éloigne v_{C_1} de sa valeur de référence, donc la surface s_1

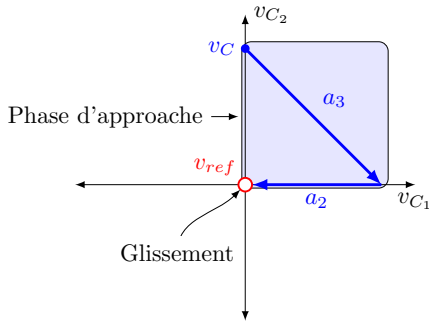


FIGURE 3. Exemple de convergence vers la référence

est *perturbée*. Une fois s_2 atteint sa valeur zéro le système commence à évoluer selon la direction de a_2 jusqu'au moment où la surface s_1 dévient zéro. A ce moment le système rentre dans la phase de glissement. Dans cet exemple, la surface s_2 a été prioritaire.

Remarque : en comparaison de la commande directe présentée dans Béthoux (2005), où il faut résoudre un système d'équations à chaque pas d'échantillonnage, notre méthode s'avère plus simple, moins couteuse en terme de temps de calcul, et par conséquent plus facilement extensible aux convertisseurs à nombre de cellules quelconques puisqu'elle s'appuie sur le calcul d'une simple projection à chaque pas d'échantillonnage.

4. RÉSULTATS DE SIMULATION

Afin de montrer la validité de la commande proposée, quelques simulations sont présentées dans cette section.

4.1 Cas 1 : convertisseur à trois cellules DC-DC

Dans ce cas, le plus simple, la configuration suivante est adoptée :

- La source de tension E est constante, les références internes des tensions condensateurs sont constantes.
- La valeur du courant I est constante en sortie.
- Le niveau λ sollicité en sortie est constant.

Dans la table 1, les paramètres utilisés dans la première simulation sont montrés. D'après l'équation (15) les tensions de référence des deux condensateurs valent :

$$\begin{aligned} v_{ref_1} &= 100 \text{ V} \\ v_{ref_2} &= 200 \text{ V} \end{aligned} \quad (22)$$

TABLE 1. Paramètres de la première simulation

Paramètre	Valeur
λ	1
E	300 V
I	1 A
C	33 μF

Les résultats de la première simulation sont montrés dans la figure 4.

Entre 0 et 5 ms, la combinaison $(u_1, u_2, u_3) = (0, 0, 1)$ a la priorité, ce qui permet l'évolution de v_{C_2} seulement. Entre 5 et 13 ms, les combinaisons $(u_1, u_2, u_3) = (0, 0, 1)$ et $(u_1, u_2, u_3) = (0, 1, 0)$ ont la même priorité, donc elles sont appliquées de façon consécutive ce qui explique

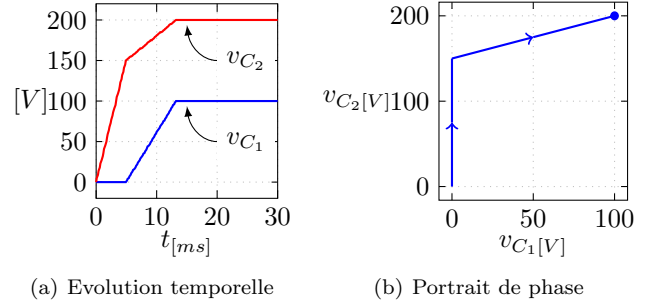


FIGURE 4. Évolution des états

l'évolution de v_{C_1} et v_{C_2} en même temps. A 13 ms les tensions de référence sont atteintes, c'est-à-dire que le *mode de glissement s'établit*. A partir de ce moment, les combinaisons $(0, 0, 1)$, $(0, 1, 0)$ et $(1, 0, 0)$ sont toutes les trois appliquées.

Pour les cas pratiques, où la fréquence de commutation est finie, un phénomène indésirable qui exhibe des ondulations de haute fréquence apparait, c'est le problème du "*chattering*". Ce phénomène est montré dans l'espace d'états par la figure 5. La forme triangulaire révèle l'application des trois vecteurs correspondants à $(0, 0, 1)$, $(0, 1, 0)$ et $(1, 0, 0)$.

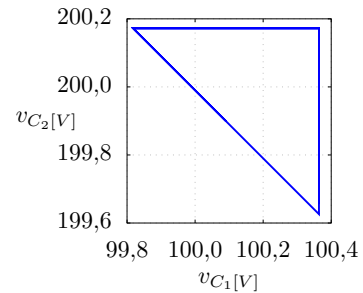


FIGURE 5. *Chattering* dans l'espace d'états

La tension de sortie pour le niveau $\lambda = 1$ doit être $v_s = E/3$ dans les conditions d'équilibre. Pendant la *phase d'approche*, elle varie en fonction des états comme il est décrit dans l'équation (3). Ceci est illustré par la figure 6 pour cette première simulation.

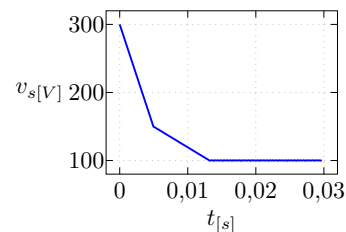


FIGURE 6. Evolution de la tension de sortie

4.2 Cas 2 : convertisseur à trois cellules avec point milieu et tests de robustesse

Dans le but de montrer le comportement de la commande proposée dans un contexte plus réaliste et en présence des fortes perturbations, d'autres simulations ont été réalisées. Le convertisseur multicellulaire est chargé maintenant avec

un circuit RLE série et alimenté avec une source en point milieu, comme montré dans la figure 7 afin d'avoir en sortie des tensions positives et négatives. La tension de sortie dans les conditions d'équilibre s'écrit :

$$v_s = \frac{2k - n}{2n} E \quad (23)$$

avec $k = 0, 1, \dots, n$.

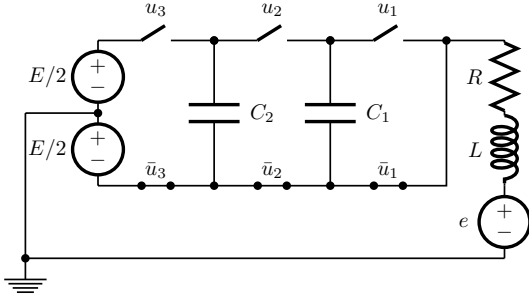


FIGURE 7. Multicellulaire connecté en point milieu et charge RLE

Un contrôle par modes glissants adaptatifs Amet (2010) commande le courant de sortie de façon indépendante. La référence de courant est :

$$i_{ref} = I \sin(2\pi f_{ref} t) \quad (24)$$

Pour montrer la robustesse de la commande proposée, un premier test est réalisé dans lequel des perturbations de type échelon sur la résistance R et la source de tension e sont appliquées, comme il est montré dans la figure 8.

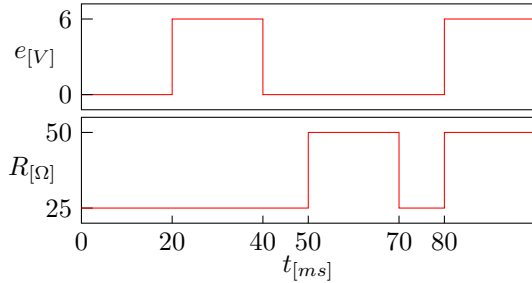


FIGURE 8. Perturbations sur R et e .

Les paramètres du premier test de robustesse sont donnés dans la table 2.

TABLE 2. Paramètres pour premier test de robustesse

Paramètre	Valeur
E	60 V
I	0,4 A
R_0	25 ~ 50 Ω
L	48 mH
C	33 μF
e	0 ~ 6 V
f_{ref}	50 Hz
$f_{commutation}$	20 kHz

Les tensions des condensateurs sont montrés dans la figure 9. Les tensions des condensateurs convergent rapidement vers leurs références et sont maintenues à ces mêmes

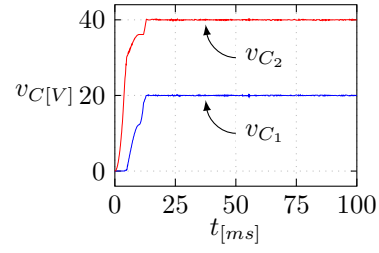


FIGURE 9. Tensions des condensateurs. Premier test de robustesse.

valeurs de référence, et ce quelque soit les variations de charge. Dans la figure 10 la tension et le courant de sortie sont montrés. Notons que, malgré la présence de

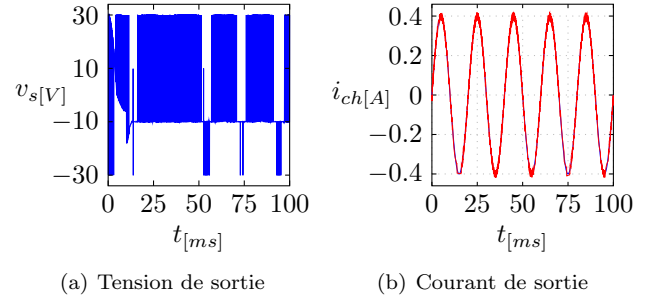


FIGURE 10. Résultats du premier test de robustesse

perturbations et même si la tension de sortie n'a pas atteint ses niveaux de référence, le courant suit sa référence grâce à la commande par modes glissants adaptatifs (Amet, 2010).

Un deuxième test de robustesse a été réalisé, dans lequel le courant de référence passe d'un niveau négatif à un niveau positif instantanément, ce qui pénalise plus la loi de commande comparativement au test de robustesse précédent, où le courant était sinusoïdal. En même temps la tension d'alimentation subit des variations sinusoïdales de $\pm 5\%$, comme il est décrit par l'équation suivante :

$$E = E_0(1 + 0,1 \sin(2\pi f_E t)) \quad (25)$$

D'après l'équation (15), les tensions de référence présenteront aussi une variation de $\pm 5\%$. Dans la figure 11 nous remarquons que les tensions des condensateurs convergent rapidement vers leurs références. Néanmoins un écart apparaît à 50ms dû aux deux effets combinés du deuxième test de robustesse.

D'une part, au moment où le courant de référence change

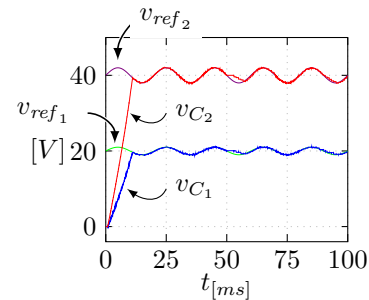


FIGURE 11. Tensions des condensateurs. Deuxième test de robustesse.

de signe, la tension de sortie prend sa valeur maximale de façon à ramener rapidement le courant vers sa référence ; les tensions des condensateurs deviennent donc *non commandables* et restent momentanément constantes. De même, le passage du courant par zéro rend le système *non commandable*. Après le passage par cette zone de *non commandabilité*, les tensions convergent vers leur consignes.

Les variables de sortie sont affichées dans la figure 12. Le courant suit sa référence en valeur moyenne, en revanche nous constatons la présence du *chattering*.

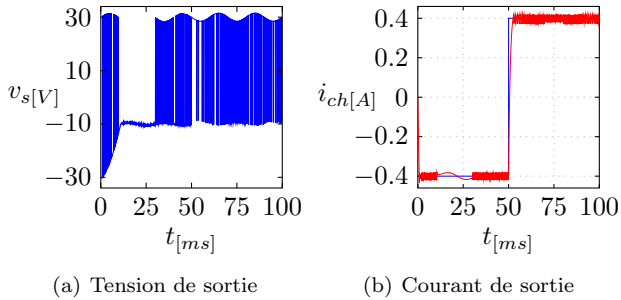


FIGURE 12. Résultats du deuxième test de robustesse

5. RÉSULTATS EXPÉRIMENTAUX

Les essais expérimentaux ont été réalisés avec un convertisseur multicellulaire à trois cellules connecté en point milieu et chargé avec un circuit RL série. Les paramètres utilisés sont donnés par la table 3.

TABLE 3. Paramètres expérimentaux

Paramètre	Valeur
E	60 V
C	33 μF
R	50 Ω
L	48 mH
$f_{\text{échantillonnage}}$	33 kHz
$f_{\text{commutation}}$	6,6 kHz

La référence de courant est de type sinusoïdal :

$$i_{ref} = 0.5 \sin(2\pi 47,7 t) \quad (26)$$

Les résultats sont montrés dans la figure 13. Notons que toutes les valeurs de référence sont bien respectées. Par contre, il existe des petites ondulations dues au phénomène de *chattering*. Cet effet peut être minimisé par une augmentation de la fréquence de commutation.

6. CONCLUSION

Dans cette communication nous avons proposé une commande robuste des tensions internes pour les convertisseurs multicellulaires séries basée sur la technique des modes glissants et implémentée au moyen d'un algorithme dit *de priorité*. Au préalable à la présentation de cette commande, une analyse de commandabilité a été étudiée. De plus l'algorithme de priorité permet de palier au problème d'interdépendance des cellules. Des simulations et des résultats pratiques sont présentés afin de montrer les performances de la technique proposée, notamment sa *robustesse*

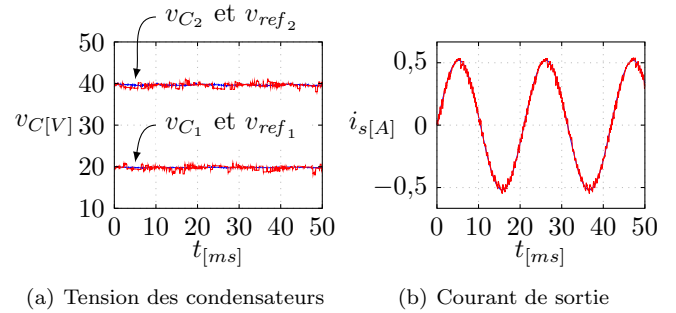


FIGURE 13. Résultats expérimentaux

et sa simplicité d'implémentation. Les résultats obtenus dans ce travail pourraient être généralisés à d'autres types de convertisseurs tels que les convertisseurs multicellulaires parallèles.

RÉFÉRENCES

- Amet, L. (2010). Commande et réalisation d'un convertisseur multicellulaire. Stage de recherche à l'Ecole Nationale de l'Electronique et de ses Applications (ENSEA).
- Amet, L., Ghanes, M., et Barbot, J. (2011). Direct control based on sliding mode techniques for multicell serial chopper. *American Control Conference (ACC)*, pp. 751–756.
- Bejarano, F., Ghanes, M., et Barbot, J. (2010). Observability and observer design for hybrid multicell choppers. *International Journal of Control*, Vol. 83, pp. 617–632.
- Béthoux, O. (2005). *Commande et détection de défaillance d'un Convertisseur Multicellulaire Série*. Thèse de doctorat, Université de Cergy-Pontoise.
- Cocquempot, V., Staroswiecki, M., et Meznyani, T.E. (2003). Switching time estimation and fault detection for hybrid systems using structured parity residuals. *Proceedings of IFAC Symposium Safeprocess*.
- Gateau, G. (1997). *Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série : commande non linéaire et commande floue*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse. URL <http://books.google.com/books?id=Z7Dr0AAACAAJ>.
- Goebel, R., Sanfelice, R., et Teel, A. (2009). Hybrid dynamical systems. *Control Systems Magazine, IEEE*, 29(2), 28–93.
- Lygeros, J., Johansson, H., Sinc, S., Zhang, J., et Sastry, S. (2003). Dynamical properties of hybrid automata. *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol. 48 Issue :1, pp. 2–17.
- Meynard, T. et Fadel, M. (1997). Modeling of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44 Issue :3, pp. 356–364.
- Meynard, T. et Foch, H. (1992). Electronic device for electrical energy conversion between a voltage source and a current source by means of controllable switching cells. European Patent 92/916336.8, July 8, 1992.
- Meynard, T. et Foch, H. (2002). Multilevel choppers for high voltage applications. *European Power Electronics and Drives*, Vol. 2(1), pp. 45–50.