

Simulation d'un convertisseur DC-DC en demi-pont commandé en mode glissant

Rabarisoa Ririva M.F., Randriamitantsoa P.A.

Ecole Doctorale en Sciences et Techniques de l'Ingénierie et de l'Innovation (ED-STII)

Centre d'Etude des Réseaux Electriques et Systèmes Associés (CERESA)

Ecole Supérieure Polytechnique d'Antananarivo

Université d'Antananarivo

BP 1500, Ankatso – Antananarivo 101 – Madagascar

¹fanririva@gmail.com, ²rpauguste@gmail.com

Résumé :

Parmi les différents concepts de réseaux intelligents, les micro-réseaux à courant continu peuvent être mis en œuvre en contrôlant le flux d'énergie par grâce aux technologies de convertisseurs. Ces convertisseurs permettent de contrôler la tension et l'intensité suivant des consignes précises spécifiées par le contrôleur central du micro-réseau. Ils disposent d'un module de communication intégré leur permettant de communiquer en temps réel les variables d'état mais aussi de recevoir les consignes de commandes. La commande en mode glissant fait partie des techniques de traitements en temps réels applicables pour ce type d'application.

Mots-clés :

Contrôle en mode glissant, convertisseur DC-DC, Micro-réseau à courant continu

Abstract :

Among the various smart grid concepts, DC micro-grids can be

implemented by controlling the flow of energy through converter technologies. These converters allow the voltage and current to be controlled according to precise instructions specified by the micro-grid central controller. They have an integrated communication module allowing them to communicate in real time their status and to receive control instructions. The sliding mode control is one of the real-time processing techniques that can be used for this type of application.

Keywords :

Sliding Mode Control, DC-DC Converter, DC micro-grids

1 Introduction :

La technique de commande par mode glissant développée dans cette étude est généralement appliquée pour la commande de systèmes non linéaires. Elle est typiquement utilisée pour commander les commutateurs à base de transistors constituant l'interface de commande des

hacheurs par un signal de modulation de la largeur de l'impulsion. Les architectures de convertisseurs utilisant des structures en demi-pont sont ici proposées en raison de leurs flexibilités et de leurs applicabilités pour des applications bidirectionnelles en tension et/ou en courant.

2 Application des convertisseurs en ponts dans le contrôle des circuits d'un micro-réseau DC :

Cette étude se porte sur l'utilisation des convertisseurs en structures de pont pour raccorder soient des sources de productions décentralisées, soient des charges ou soient des systèmes des systèmes de stockage de l'énergie à un point de couplage commun représenté par un bus à courant continu (CC). Le réseau ainsi formé est un micro-réseau à CC, qui grâce aux techniques de communications et de transmission peut être rendu intelligent.

Grâce à un système de contrôle centralisé un algorithme permet de déterminer les actions à effectuer :

- Soit en agissant sur les charges en les alimentant avec l'énergie disponible ou en les isolant lorsque leurs besoins énergétiques ne peuvent pas être satisfaits à un moment donné.
- Soit en agissant sur les sources en limitant ou en maximisant la production mais aussi en démarrant

et en déconnectant certains systèmes.

- Soit en agissant sur les systèmes de stockages, en les chargeant à partir d'un surplus d'énergie disponible ou en y puisant de l'énergie pour augmenter la capacité de production.

Les charges alimentées directement par CC existent sous plusieurs formes et sont basées sur différentes normes technologiques. Des niveaux de tensions différents peuvent en conséquence coexister au sein d'un même réseau. La plupart des applications domestiques faisant appel aux techniques de l'automatique nécessitent souvent le déploiement d'un circuit à courant faible ou de technologies de communication sans fils pour être opérationnels. Plus particulièrement, la technologie PoE qui est basée sur la norme Ethernet ainsi que l'USB Type-C sont des technologies filaires supportant à la fois la transmission de l'alimentation électrique mais aussi la transmission des informations numériques.

La figure suivante illustre les circuits typiques pouvant être rencontrés dans un micro-réseau DC-DC

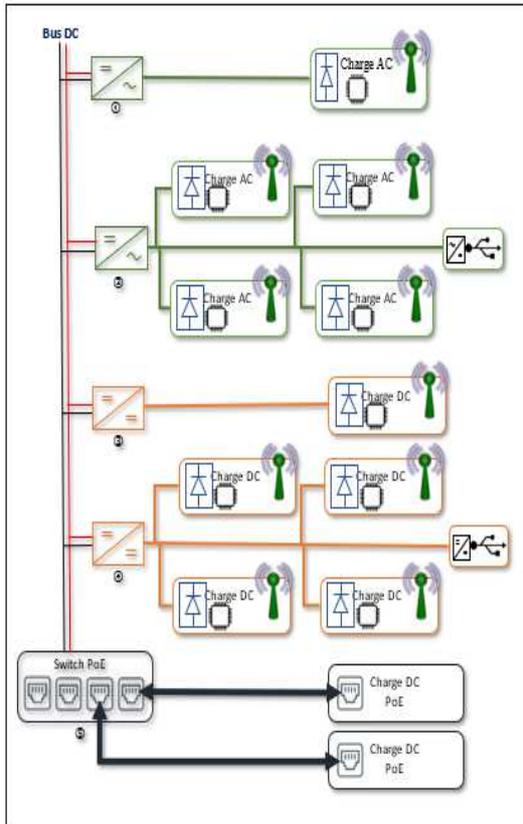


Figure 1 : Architecture des différents circuits dans un micro-réseau DC

3 Méthodologie de commande des convertisseurs DC-DC :

3.1 Choix du convertisseur DC-DC :

Plusieurs topologies d'alimentations à découpages peuvent être utilisées pour réaliser des convertisseurs DC-DC. On peut distinguer les hacheurs qui peuvent être de type abaisseur de tension appelé encore Buck ou hacheur série, ou éleveur de tension, appelé Boost ou hacheur parallèle.

Il existe aussi des hacheurs capables de travailler des deux manières Buck-Boost (hacheur série-parallèle). Le principal inconvénient des hacheurs est l'absence d'isolation galvanique. L'isolation galvanique est assurée par un transformateur dans le cas des convertisseurs de type flyback, forward ou encore des convertisseurs utilisant les différentes structures de ponts (pont complet, demi-pont, NPC...).

Ces convertisseurs utilisent la technique de la modulation de l'impulsion qui permet, en fonction du cycle de service d'un élément de commutation, de bloquer le flux d'énergie de l'entrée à la sortie et ainsi réaliser une régulation de tension. L'utilisation d'un convertisseur DC-DC présentant une structure en demi-pont convient à la plage de puissance requise pour alimenter des circuits alimentant des charges ou groupements de charges DC de puissances totales inférieures à 1000 W. La figure 2 représente les configurations typiques applicables pour l'alimentation des charges.

3.2 Modélisation des convertisseurs commandés par modulation de la largeur de l'impulsion [1] [2] :

Pour ce type de montage, la fonction de transfert en tension par rapport au cycle de travail D est donnée par la relation :

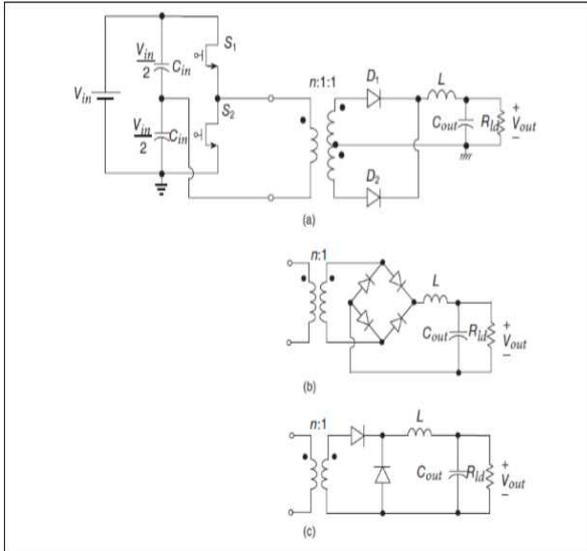


Figure 3 : Les configurations typiques d'un convertisseur DC-DC en demi-pont

$$M_{VDC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D}{2n} \text{ avec } D \leq 1 \quad (1.1)$$

La fonction de transfert en courant :

$$M_{IDC} = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{2n}{D} \quad (1.2)$$

Les diverses expressions du rendement qui suivent sont valables à la fois pour des convertisseurs avec ou sans pertes :

$$\begin{aligned} \eta_{convert} &= \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out}I_{out}}{V_{in}I_{in}} \\ &= M_{VDC}M_{IDC} \quad (1.3) \\ &= \frac{2nV_{out}}{DV_{in}} \end{aligned}$$

La fonction de transfert par rapport au cycle de travail D peut également être déduite de cette égalité :

$$\frac{V_{out}}{D} = \eta_{convert} \frac{V_{in}}{2n} \quad (1.4)$$

L'ensemble constitué par la structure en demi-pont ainsi que le transformateur peut donc être vu comme étant un gain proportionnel de valeur $K_{convert}$

$$K_{convert} = \eta_{convert} \frac{V_{in}}{2n} \quad (1.5)$$

Le schéma bloc du système de contrôle du cycle de travail D est représenté sur la figure ci-dessous.

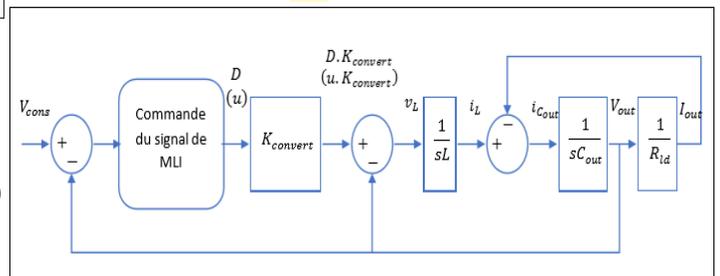


Figure 2 : Schéma-bloc de la boucle de régulation de tension à la sortie du convertisseur

Les convertisseurs de puissance DC/DC modulés en largeur d'impulsion fonctionnant à une fréquence de commutation élevée sont une classe de systèmes ayant des structures qui varient cycliquement. De tels systèmes sont intrinsèquement non linéaires car la fonction de contrôle implique de faire varier les durées relatives des structures constituantes. Les pratiques de conception existants utilisent principalement des stratégies de commande en mode tension et en mode courant qui sont basées sur un petit signal linéaire

Le contrôle en mode glissant (SMC) est une méthode de contrôle non linéaire qui est particulièrement bien adaptée aux convertisseurs de puissance DC/DC fonctionnant avec des sources d'alimentation et des charges qui varient largement et de manière non linéaire. Cette méthode offre des performances de contrôle rapides et stables de façon constante. De plus, parmi toutes les techniques de commande non linéaire existantes, cette commande est sans doute de loin la plus pratique à mettre en œuvre en raison de sa simplicité et de son faible coût.

3.3 Dimensionnement du contrôleur hystérétique en mode glissant :

a. Principe de la méthode [3],[4],[5] :

Considérons un système incertain de premier ordre modélisé par :

$$\dot{x}(t) = ax(t) + bu(t) + \rho(x, t) \quad (1.6)$$

Où $x(t) \in \mathbb{R}$: est une variable d'état du système.

$u(t) \in \mathbb{R}$: est l'entrée de commande.

a et b : des constantes non nulles.

$\rho(x, t)$: représente une incertitude dont on connaît les valeurs limites.

Considérons la commande suivante :

$$u(t) = -b^{-1} \left(a \cdot x(t) + Q \cdot \text{sign}(x(t)) \right) \quad (1.7)$$

Où $\text{sign}(\cdot)$: est la fonction signe

Q : est choisie à partir de la relation suivante.

$$|\rho(x, t)| \leq Q \quad (1.8)$$

En substituant l'expression de la commande $u(t)$ dans F.6 on obtient :

$$\dot{x}(t) = -Q \cdot \text{sign}(x(t)) + \rho(x, t) \quad (1.9)$$

Le système ainsi obtenu aura pour sortie des valeurs qui commutent autour de la ligne $x(t) = 0$. Cette ligne est appelée surface de glissement et est généralement notée par s . Pour un système d'ordre supérieur à 1 :

$$s(x, t) = c^T x(t) \quad (F.10)$$

En pratique, en raison de la fréquence de commutation finie, des imperfections de commutation et de la présence d'une dynamique non modélisée, le mode glissant idéal n'est pas possible. La trajectoire de l'état est comprise dans une couche limite autour définie autour de $s(x, t) = 0$. Le contrôle équivalent se traduit donc comme étant la moyenne du contrôle discontinu qui se produit à haute fréquence pour garantir que $s(x, t) = 0$.

Dans le cas d'un système généralisé à l'ordre n , les conditions suivantes doivent être remplies :

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{s}(x, t) < 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{s}(x, t) > 0 \end{cases} \quad (1.11)$$

b. Commande hystérétique en mode glissant :

Dans une MLI, le générateur d'impulsions délivre à sa sortie deux états possibles. Ce type de commande est appelé commande hystérétique ou commande bang-bang.

La loi de commande d'une commande hystérétique peut s'écrire :

$$u = \frac{1}{2} (1 + \text{sign}(s)) \quad (F.12)$$

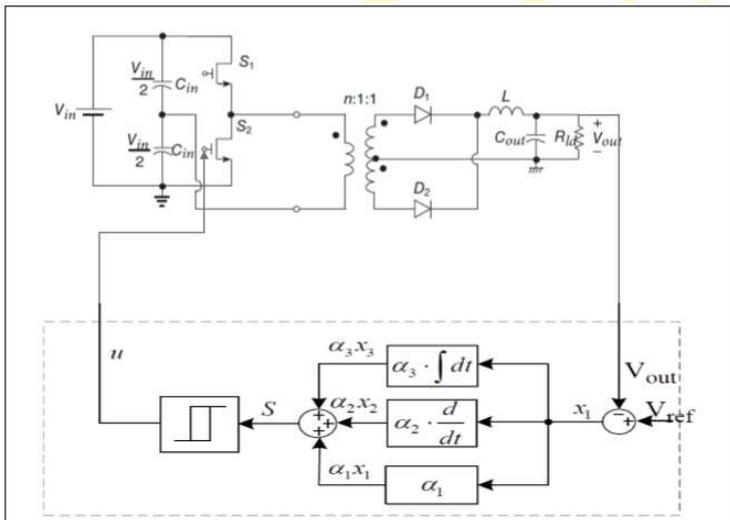


Figure 4 : Commande hystérétique en mode glissant d'une structure en demi-pont

A partir de la figure 4, on peut définir comme paramètre d'entrée du contrôleur hystérétique l'erreur de tension définie par : $x_1 = V_{ref} - V_{out}$. Par analogie au correcteur PID classique, la dérivée ainsi que l'intégrale de cette erreur constituent également utilisées comme éléments

d'entrées pour le contrôleur hystérétique. Ce qui nous amène au vecteur d'état suivant :

$$x(t) = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ref} - V_{out} \\ \frac{d(V_{ref} - V_{out})}{dt} \\ \int (V_{ref} - V_{out}) dt \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$= \begin{bmatrix} \frac{V_{out}}{R_{ld} C_{out}} + \int \frac{V_{out} - u \cdot K_{convert}}{L \cdot C_{out}} dt \\ \int x_1 dt \end{bmatrix}$$

On en déduit le plan de glissement :

$$s = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 = c^T x(t) \quad (F.14)$$

En dérivant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_{ld} C_{out}} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_{convert}}{L \cdot C_{out}} \\ 0 \end{bmatrix} u \quad (1.15)$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{V_{out}}{L \cdot C_{out}} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Cette équation est de la forme $\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + D$, la commande équivalente $u_{\acute{e}q}(t)$ est obtenue en résolvant $\dot{s} = 0$:

$$\begin{aligned} \dot{s} &= c^T Ax + c^T B u_{\acute{e}q}(t) + c^T D \\ &= 0 \end{aligned} \quad (1.16)$$

$$u_{\acute{e}q} = -[c^T B]^{-1} c^T [Ax + D] \quad (1.17)$$

$$\begin{aligned} u_{\acute{e}q} &= \frac{1}{K_{convert}} \left(L \left(\frac{1}{R_{ld} C_{out}} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \frac{\alpha_1}{\alpha_2} \right) i_{C_{out}} \right. \\ &\quad \left. + \frac{\alpha_3 L \cdot C_{out}}{\alpha_2} (V_{ref} - V_{out}) + V_{out} \right) \end{aligned} \quad (1.18)$$

c. Détermination des coefficients du contrôleur :

La réponse dynamique du contrôleur en mode glissant étant décrite comme suit :

$$\alpha_1 x_1 + \alpha_2 \frac{dx_1}{dt} + \alpha_3 \int x_1 dt = 0 \quad (1.19)$$

Cette équation différentielle, permet d'établir une analogie avec une équation standard de second ordre :

$$\ddot{x}_1 + 2\zeta\omega_n \dot{x}_1 + \omega_n^2 x_1 \quad (1.20)$$

Où $\omega_n = \sqrt{\frac{\alpha_3}{\alpha_2}}$: Représente la pulsation propre.

$\zeta = \frac{\alpha_1}{2\sqrt{\alpha_2\alpha_3}}$: Représente le facteur d'amortissement.

Lorsque $0 \leq \zeta \leq 1$ la constante de temps T_s est obtenue par la relation :

$$T_s = \frac{1}{\zeta\omega_n} = 2 \frac{\alpha_2}{\alpha_1} \quad (1.21)$$

On obtient :

$$\frac{\alpha_1}{\alpha_2} = \frac{2}{T_s} \quad (1.22)$$

$$\frac{\alpha_3}{\alpha_2} = \frac{1}{T_s^2 \zeta^2} \quad (1.23)$$

A partir de l'équation F.18, on peut définir des constantes K_1 et K_2 , tels que :

$$\begin{aligned} u_{\acute{e}q} &= \frac{1}{K_{convert}} \left(K_1 \cdot i_{C_{out}} \right. \\ &\quad \left. + K_2 (V_{ref} - V_{out}) + V_{out} \right) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Avec :

$$\begin{cases} K_1 = L \left(\frac{1}{R_{ld} C_{out}} - \frac{2}{T_s} \right) \\ K_2 = \frac{L \cdot C_{out}}{T_s^2 \zeta^2} \end{cases} \quad (1.25)$$

La valeur de la constante K_1 est dépendante de la charge R_{ld} . Dans le cas d'un convertisseur placé en amont d'un circuit alimentant plusieurs charges « plug & play » connectés de façon asynchrone et de puissances différentes, R_{ld} et K_1 deviennent des paramètres variables dans le temps. La valeur de R_{ld} devra alors être prélevée en temps réel et introduite en tant que paramètre d'entrée du contrôleur.

4 Simulations et Résultats :

4.1 Simulation 1 : Modèle du convertisseur en demi-pont avec contrôleur hystérétique en mode glissant

Dans cette simulation, le modèle de

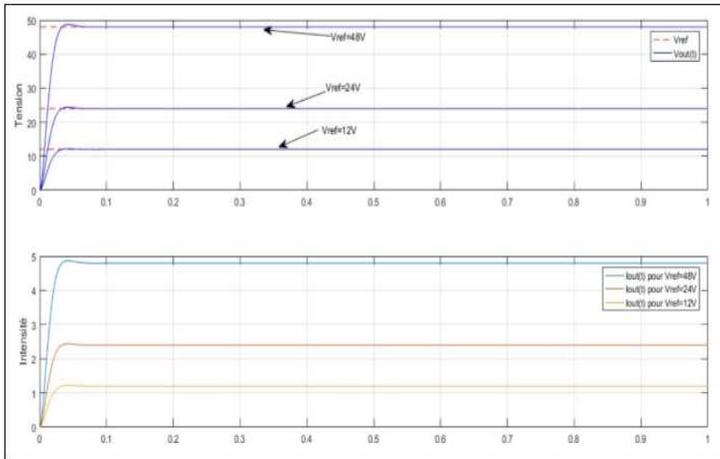


Figure 5 : Résultat 1 - Tensions et intensités mesurées à la sortie du modèle de convertisseur pour des consignes de 12V, 24V et 48V

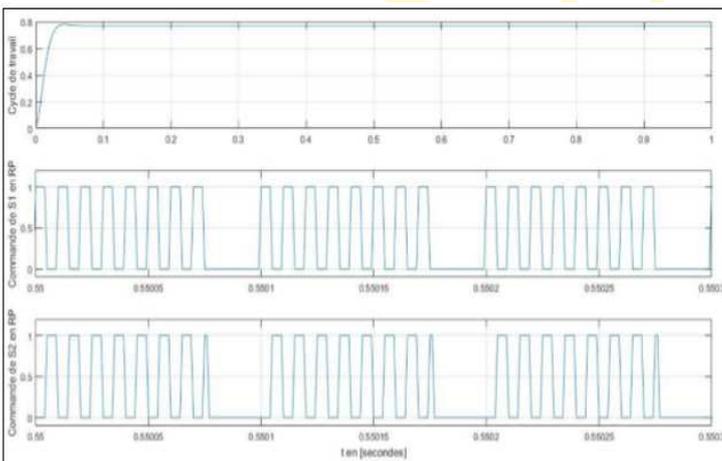


Figure 6 : Résultat 2 - Courbe d'évolution du cycle de travail et sortie du contrôleur hystérique en régime permanent

convertisseur en demi-pont est dans un premier temps utilisé pour commander une charge à impédance fixe suivant des consignes de tensions différentes

4.2 Interprétation 1 :

Dans cette Simulation, le modèle de convertisseur DC-DC peut, grâce à la MLI,

délivrer à sa sortie toutes valeurs de tensions continues inférieures ou égales à la tension obtenue à la sortie du transformateur. Une valeur de tension stable est obtenue en utilisant le contrôleur en mode glissant. Avec **une charge à impédance fixe**, la tension souhaitée est obtenue avec **une erreur statique négligeable** après un délai correspondant au **temps de réponse T_s** de 0,01 [s] spécifié parmi les paramètres de configurations du contrôleur.

Avec le transformateur utilisé, supposé idéal, si la tension à l'entrée du convertisseur est de 500 [V DC], la valeur maximale de la tension obtenue à sa sortie est d'environ 62,5 [V DC]. Pour obtenir une tension de sortie de 48 [V DC], le cycle de travail cumulé des commutateurs d'une structure en demi-pont devra correspondre au rapport $48/62,5 = 0,768$. Le résultat 2 illustre l'évolution du cycle de travail obtenu à la sortie du contrôleur en mode glissant. On peut vérifier que la largeur des impulsions correspond à 76,8 % de la période d'observation en régime permanent.

4.3 Commande d'un convertisseur DC-DC placé en amont d'un circuit alimentant plusieurs charges communicantes et branchées de façon asynchrone

Dans cette deuxième partie, le modèle de convertisseur en demi-pont utilisé

précédemment est utilisé pour alimenter un

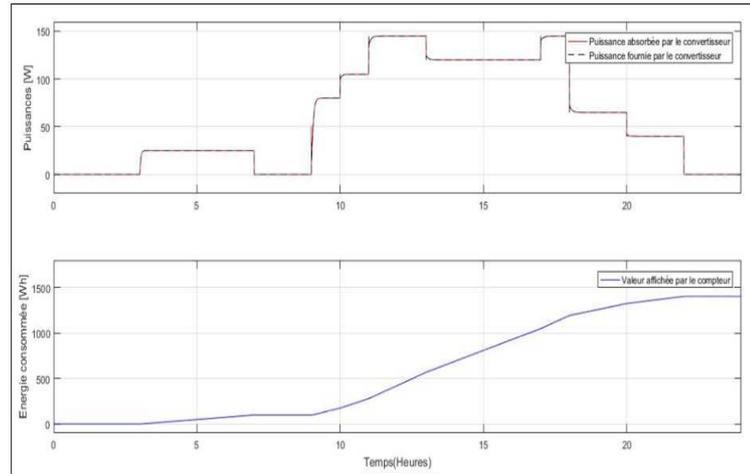
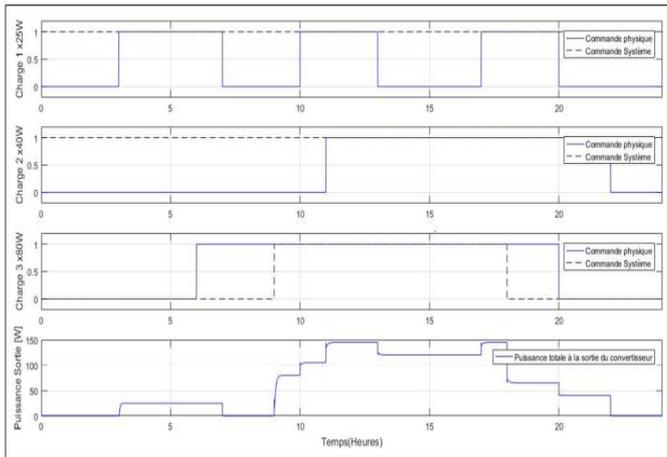


Figure 8 : Résultat 5 - Comparaison entre les puissances absorbées et fournies par le convertisseur et courbe d'évolution de la consommation totale affichée par le compteur

Figure 7 : Résultat 4 - Courbes des paramètres électriques en fonction de la valeur de la résistance totale communiquée au système

réseau de charges communicantes. Le convertisseur dispose d'une infrastructure de communication permettant d'échanger des consignes d'alimentation ainsi que de transmettre ses variables d'états au contrôleur de micro-réseau.

4.4 Interprétation 2 :

Le résultat montre que les charges ne peuvent être alimentées que lorsque sa connectivité physique est associée avec une validation par traitement virtuel de l'information. La courbe de la puissance fournie à la sortie du convertisseur montre une puissance variable dans le temps et stable en régime permanent pour chaque changement de consigne de puissance.

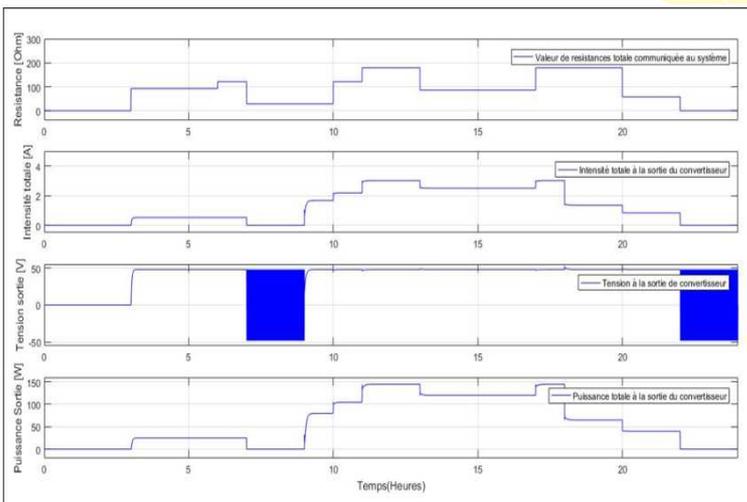


Figure 9 : Résultat 3 - Instructions de commandes (physiques et virtuelles) appliquées individuellement à chaque charge et puissance totale fournie à la sortie du convertisseur

Le résultat 4 montre une courbe d'évolution de la valeur de l'impédance communiquée au MGCC. En comparant avec la courbe de l'intensité du courant à la sortie du convertisseur, la détection d'une valeur d'impédance par le système n'entraîne pas systématiquement l'alimentation de la charge. Cette impédance peut être communiquée en tant que donnée numérique accessible à partir d'une mémoire interne de la charge. Des variables plus dynamiques telles que l'intensité ou la

puissance nécessitent d'être mesurées à l'aide de capteurs puis converties en données numériques. En fonction des décisions de consommations données par l'algorithme de gestion de l'énergie, une charge intelligente peut être soit alimentée, soit déconnectée, soit mise en veille.

Des pics ou creux transitoires de tensions sont constatées lorsqu'une charge est brusquement introduite ou déconnectée du circuit. Les propriétés du convertisseur en mode glissant ramènent tout écart par rapport à la valeur de référence à son origine. Durant les périodes où aucune charge n'est alimentée, un courant alternatif parcourt un circuit fermé par les diodes jouant les rôles de roues libres. Ce courant alternatif donne naissance à une tension de même type qui est mesurée à la sortie du convertisseur. Lors de la reprise de l'alimentation des charges, la tension reprend sa forme continue.

La mesure de l'énergie absorbée par le convertisseur est effectuée en intégrant la puissance communiquée au contrôleur de micro-réseau.

5 Conclusion :

La technique de commande en mode glissant peut être utilisée pour le contrôle d'un ou de plusieurs paramètres de sorties d'un actionneur à sortie non linéaire. Cette technique robuste permet de commander

avec précision le niveau de tension mais aussi l'intensité du courant à la sortie d'un convertisseur intégrant une structure de pont de transistor. Dans une architecture de micro-réseau DC il est possible de contrôler individuellement le flux d'énergie à destination d'un groupement de charges formant un circuit. Pour des applications plus poussées, il est possible de contrôler le chargement des systèmes à base de batteries, de limiter le flux de courant transitant sur une ligne, de contrôler le sens du flux pour des applications bidirectionnelles en courant.

6 Bibliographie

- [1] B.Dokic, B.Blanusa, «*Power Electronics – Converters and regulators*», Springer 2015
- [2] M.K.Kaziemierczuk, «*Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters, Second Edition*», John Wiley & Sons Ltd 2016.
- [3] M.Castilla, «*Control Circuits in Power Electronics*», The Institution of Engineering and Technology 2016.
- [4] J.Liu, F.Xiao, W.Ma, X.Fan & W.Chen, «*PWM-Based Sliding Mode Controller for Three-Level Full-Bridge DC-DC Converter that Eliminates Static Output Voltage Error*», Journal Of Power Electronics, Mars 2015.

[5] A.Medjebouri & L.Mehennaoui,
*«Mode glissant du second ordre appliqué
pour l'asservissement de position d'une
articulation rigide»*, Mediamira Science
Publisher, 2014.



MADA-ETI