

Contrôle polynomial pour la stabilité des micro-réseaux DC

Imen IBEN AMMAR^{1,2}, Moustapha DOUMIATI^{1,2}, Mohamed MACHMOUM²

¹ESEO-Tech, 10 Bd Jeanneteau - CS 90717, Angers, 49107, France

²Institut de Recherche en Énergie Électrique de Nantes Atlantique, IREENA UR 4642, Saint-Nazaire, F-44602, France

RESUME – Ce papier examine une nouvelle architecture de contrôle décentralisé basé sur l'approche somme des carrés pour les micro-réseaux DC avec contrainte de saturation. Le système de micro-réseau étudié se compose d'une unité solaire photovoltaïque (PV), d'une batterie et d'un supercondensateur (SC). Chaque source est contrôlée par l'utilisation d'un convertisseur DC-DC. En utilisant la stratégie de contrôle polynomial, les principaux objectifs de contrôle atteints sont : 1) stabiliser la tension du bus DC à une certaine valeur souhaitée et 2) maintenir l'équilibre de puissance dans le système. Les conditions de conception proposées de la commande polynomiale sont résolues en utilisant l'approche de la somme des carrés en tenant compte de la contrainte de saturation. Enfin, des simulations sur MATLAB/Simulink sont effectuées pour évaluer l'efficacité du schéma de contrôle proposé.

Mots-clés – Micro-réseau, unité solaire photovoltaïque, batterie, supercondensateur, contrôleur polynomial.

1. INTRODUCTION

Aujourd'hui, les systèmes électriques conventionnels sont confrontés à un passage à des réseaux modernes, durables et actifs. Le déploiement d'une structure de réseau intégrant des sources d'énergie verte et des systèmes de gestion de l'énergie localisés, appelée micro-réseau, est l'une des évolutions les plus importantes de la transition énergétique. Un micro-réseau est un système contrôlable qui fournit de l'énergie électrique à une zone proche en combinant des charges, des sources de distribution et des convertisseurs de puissance. L'importance du concept de micro-réseau a considérablement augmenté ces dernières années. En raison de leur efficacité, de leur flexibilité, de leur faible coût d'investissement, de leur facilité de contrôle et de leur interface naturelle avec les systèmes de stockage d'énergie, les sources d'énergie renouvelables comme les PVs et les charges électroniques, les micro-réseaux DC gagnent de plus en plus d'attention de nos jours.

Les caractéristiques opérationnelles des micro-réseaux sont contrôlées par la tension commune du bus DC afin de satisfaire les besoins en puissance de la charge. Il est donc crucial de maintenir la tension commune du bus DC à sa valeur souhaitée dans toutes les conditions de fonctionnement. Dans la littérature, plusieurs chercheurs utilisent des contrôleurs linéaires pour contrôler les micro-réseaux en raison de leur simplicité, [1]. Les techniques linéaires peuvent ne pas être suffisantes pour résoudre la question de la stabilité générale d'un système électrique, en particulier lorsqu'il s'agit de charges variables et de perturbations importantes. Pour surmonter les limites de la théorie linéaire, plusieurs études récentes ont utilisé des techniques de contrôle non linéaires basées sur des modèles non linéaires ; e.g [2] une technique de bouclage linéarisant et une approche de commande par mode glissant sont proposées pour contrôler le flux de puissance dans un micro-réseau DC. Dans le travail cité précédemment, les auteurs ne tiennent pas en compte la contrainte des variations du rapport cyclique des convertisseurs pendant la phase de conception de la commande du système micro-réseau, ainsi qu'une phase délicate de réglage de gain est nécessaire pour aboutir à de bonnes performances.

Cet article présente une nouvelle stratégie de contrôle non linéaire pour gérer la robustesse et la stabilité des micro-réseaux DC soumis à de fortes variations non linéaires. Connue pour

sa robustesse et son élégance dans la conception du contrôle, la théorie du contrôle polynomial offre un cadre adéquat pour répondre aux performances requises du système complexe du micro-réseau [3].

Les principales contributions de cet article par rapport à la littérature sont :

- l'extension de la précision de la modélisation non linéaire tout en traitant le modèle original du micro-réseau. Cela évite la linéarisation et la fixation des limites de variation de certains états du système.
- la prise en compte de restrictions sur le rapport cyclique dans l'intervalle $[0, 1]$ dans la phase de conception du contrôleur [3], [4].
- le calcul du gain des contrôleurs aboutit à un calcul automatique du gain, contrairement aux études existantes qui nécessitent une phase délicate et heuristique de réglage des contrôleurs non linéaires.

2. MODÉLISATION DES COMPOSANTS DU MICRO-RÉSEAU

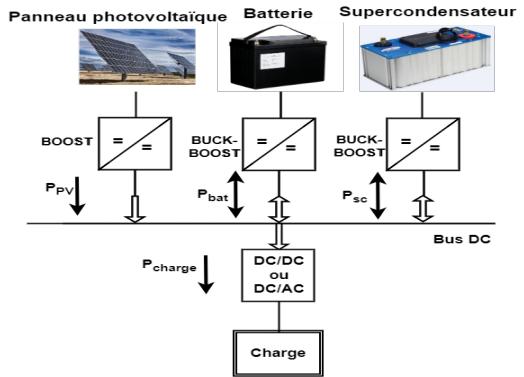


FIG. 1. Architecture de micro-réseau DC.

L'architecture du micro-réseau DC, qui sera utilisée dans cet article, est représentée par un schéma simple illustré dans la Fig.1 avec une charge variable non génératrice, un bus DC commun, et trois sources : une batterie, un supercondensateur (SC) et une unité solaire photovoltaïque (PV). Cette dernière est considérée comme la source principale, la batterie comme l'unité d'extension de l'autonomie et le supercondensateur comme le fournisseur de puissance. Chaque source est reliée au bus DC par l'intermédiaire d'un convertisseur DC-DC commandé en courant. Tous les convertisseurs associés aux sources sont réversibles, sauf celui du PV.

Dans ce travail, les modèles mathématiques de la batterie, du PV et du SC sont pris les mêmes que dans le papier [3].

2.1. La batterie

Dans ce travail, un modèle de batterie comprenant une tension en circuit ouvert V_{bat0} et une résistance R_{bat} , une résistance de

transfert R_{b1} et une capacité à double couche C_{b1} sont adoptés. A partir de la Fig. 2, le modèle dynamique de la batterie avec un convertisseur DC-DC buck-boost est décrit comme suit :

$$\begin{cases} L_{bat} \frac{di_{L_{bat}}}{dt} = V_{bat} - V_{DC} u_{bat} + [(R_{01} - R_{02}) u_{bat} - R_{01}] i_{L_{bat}} \\ V_{bat} = V_{bat0} - V_r - R_{bat} i_{L_{bat}} \end{cases} \quad (1)$$

où L_{bat} est l'inductance du convertisseur DC-DC buck-boost, $i_{L_{bat}}$ est le courant de sortie de la batterie, V_{bat} est la tension de la batterie, u_{bat} est le signal de commande de commutation pour le convertisseur DC-DC correspondant, V_{DC} est la tension du bus DC, R_{01} et R_{02} sont les résistances des transistors de commande du convertisseur de batterie.

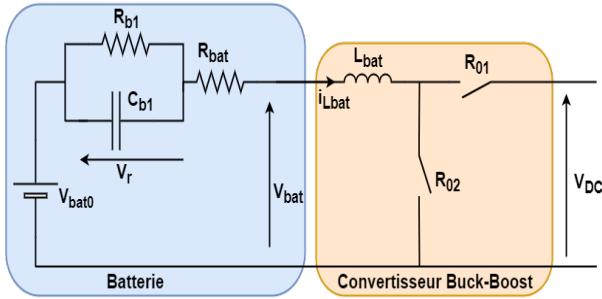


FIG. 2. Circuit équivalent de la batterie avec son convertisseur DC-DC bidirectionnel

2.2. Le SuperCondensateur

Dans la littérature, il existe plusieurs modèles de SC. Parmi ces modèles, celui utilisé dans ce travail consiste en l'association d'une capacité C_{sc} en série avec une résistance R_{sc} (Fig. 3). Ce modèle, ainsi que le convertisseur correspondant, peut être écrit à l'aide de l'équation suivante :

$$L_{sc} \frac{di_{L_{sc}}}{dt} = V_{sc} - V_{DC} u_{sc} + [(R_{03} - R_{04}) u_{sc} - R_{03}] i_{L_{sc}} \quad (2)$$

où L_{sc} est l'inductance du convertisseur DC-DC buck-boost, $i_{L_{sc}}$ est le courant de sortie du SC, V_{sc} est la tension du SC, u_{sc} est le signal de commande de commutation pour le convertisseur DC-DC correspondant, R_{03} et R_{04} sont les résistances des transistors de commande du convertisseur du SC.

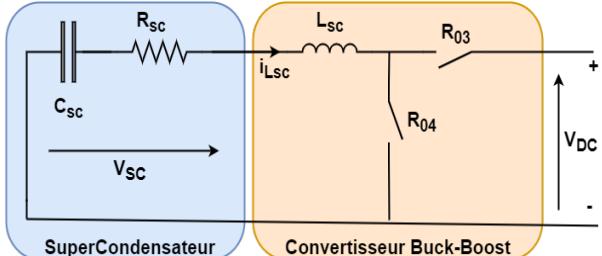


FIG. 3. Circuit équivalent du supercondensateur avec son convertisseur DC-DC bidirectionnel

2.3. Le PV

Le modèle électrique équivalent de la cellule photovoltaïque individuelle considérée est illustré à la Fig. 4 (voir [2], [5]). Dans ce modèle, I_{max} est le photocourant maximal dû à l'irradiance

solaire ($1000W/m^2$), R_{sh} est la perte d'effet dissipatif de la cellule (Ω), R_s est la résistance de jonction, C_{pv} est le condensateur de filtrage au niveau de la cellule de sortie PV. Le modèle moyen du sous-système (PV+convertisseur) est le suivant

$$\begin{aligned} L_{PV} \frac{di_{L_{PV}}}{dt} &= V_{PV} - (1 - u_{PV}) V_{dc} \\ &+ [(R_{05} - R_{06}) u_{PV} - R_{05}] i_{L_{PV}} \end{aligned} \quad (3)$$

où L_{PV} est l'inductance du convertisseur, $i_{L_{PV}}$ est le courant de sortie PV, V_{PV} est la tension PV, u_{PV} est le signal de commande de commutation, R_{05} et R_{06} sont les résistances des transistors de commande du convertisseur PV.

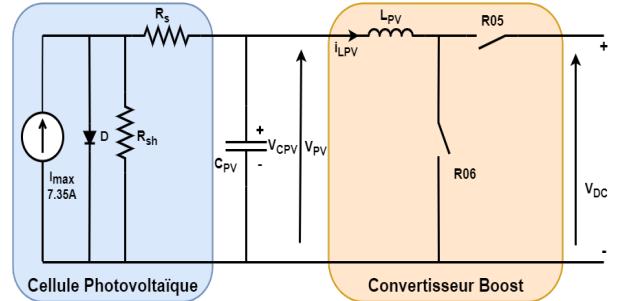


FIG. 4. Circuit équivalent de la cellule photovoltaïque avec son convertisseur boost

2.4. bus DC

Le bus DC constitue le nœud de puissance où sont connectées la charge et les sorties des différents convertisseurs associés aux sources d'énergie. Dans notre étude, il est modélisé par un condensateur C_{DC} .

$$C_{DC} \frac{dV_{DC}}{dt} = i_L - i_{Charge} \quad (4)$$

où $i_L = (1 - u_{PV}) i_{L_{PV}} + i_{stockage}$, est le courant de sortie total des convertisseurs de sources. $i_{stockage}$ est le courant de sortie du système de stockage d'énergie (batterie+SC) et i_{Charge} est le courant de charge. V_{DC} et C_{DC} sont respectivement la tension du bus continu et le condensateur.

3. SYSTÈME DE GESTION ÉNERGÉTIQUE

Il est essentiel de maintenir la tension du bus DC à sa valeur souhaitée et de garantir la fiabilité et la résilience du système global. Pour atteindre ces objectifs, une structure de contrôle est construite dans une topologie maître-esclave comme illustré dans la Fig. 5. Les contrôleurs de haut niveau génèrent des références pour les contrôleurs locaux. Par conséquent, la réponse temporelle du contrôle de haut niveau (ou contrôle en boucle extérieure) doit être plus importante que celle du contrôle local (boucle intérieure). La tâche de niveau supérieur vise à atteindre différents objectifs : le contrôleur de haut niveau pour le PV suit un algorithme MPPT (contrôle double étage), tandis que le contrôleur de haut niveau pour le système de stockage assure la gestion du flux de puissance dans le micro-réseau DC. A ce niveau, la tension V_{DC} du micro-réseau DC est comparée à sa valeur de référence, puis on calcule le courant total requis pour être fourni/absorbé par les composants de stockage afin de répondre aux exigences de flux de puissance et de suivre la tension de référence du réseau DC. Un filtre passif passe-bas est

appliquée pour décomposer ce courant en deux références. La composante moyenne (basse fréquence) du signal constitue la référence pour la commande du courant de la batterie. La composante dynamique (fréquence plus élevée) devient la référence pour la commande du courant du supercondensateur. L'objectif est d'utiliser chaque élément de stockage à une échelle de temps différente, tout en respectant les limites physiques des sources basées sur le diagramme de Ragone [6]. Ainsi, la batterie prend en charge les flux transitoires lents et le supercondensateur répond aux demandes d'énergie transitoires rapides.

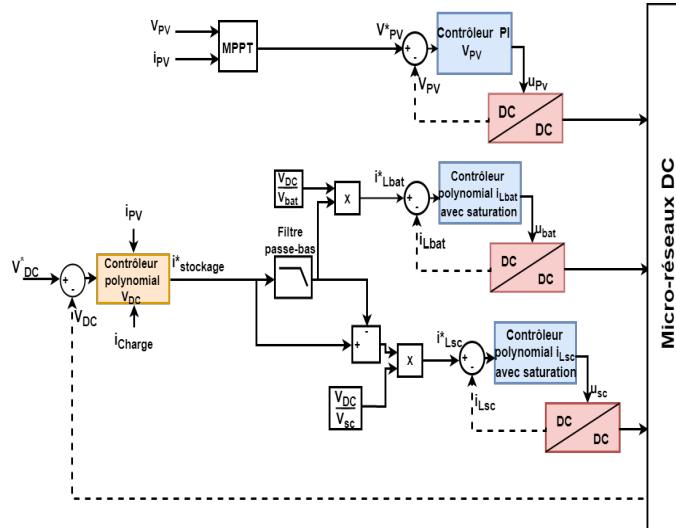


FIG. 5. Structure de contrôle

Dans ce travail, nous considérons que les objectifs de contrôle des différents composants (batterie et SC) sont les mêmes, leur rapport cycle doit être compris entre 0 et 1 et les courants de sortie doivent suivre les références fournies par le contrôleur du bus DC.

4. CONTRÔLEUR POLYNOMIAL

La non-linéarité dans ce système de micro-réseau est due au couplage des rapports cycliques des différents convertisseurs DC-DC avec les courants variables du PV, de la batterie et du SC, ainsi que la tension du bus DC. Une forme appropriée de commande non linéaire robuste est la commande polynomiale. Cet outil non linéaire est adapté aux systèmes non linéaires en raison de sa simplicité dans la phase de conception, y compris le réglage des gains.

Pour concevoir le contrôleur polynomial proposé, il est important d'obtenir les modèles polynomiaux et les entrées de contrôle des convertisseurs du SC et de la batterie. À cette fin, la dynamique des convertisseurs DC-DC, comme indiqué dans (1)-(2), peut être représentée par le modèle mathématique polynomial suivant :

$$\dot{x}_j = A_j x_j + B_j(x_j)(u_j + f_j(x_j)) \quad (5)$$

$$0 \leq u_j \leq 1$$

où $A_{bat} = -\frac{R_{01}}{L_{bat}}$, $B_{bat}(x_{bat}) = \frac{(R_{01}-R_{02})x_{bat}-V_{DC}}{L_{bat}}$, $f_{bat}(x_{bat}) = \frac{V_{bat}}{(R_{01}-R_{02})x_{bat}-V_{DC}} \cdot A_{sc} = -\frac{R_{03}}{L_{sc}}$, $B_{sc}(x_{sc}) = \frac{(R_{03}-R_{04})x_{sc}-V_{DC}}{L_{sc}}$, $f_{sc}(x_{sc}) = \frac{V_{sc}}{(R_{03}-R_{04})x_{sc}-V_{DC}}$, $u_j \in \mathbb{R}^{n_u}$, $x_j = i_{L_j}$ tandis que l'indice "j" est utilisé pour représenter les variables associées à la batterie et au SC, respectivement, $j = \{bat, SC\}$. Notre objectif principal est de concevoir un rapport

cyclique u_j entre 0 et 1 et d'atteindre la référence de suivi x_j^* . Pour transformer le système affine en un système non affine, on procède au changement de variable suivant :

$$B_j(x_j)(u_j + f_j(x_j)) = B_j(x_j)m_j(x_j) \quad (6)$$

Le système polynomial (5) devient :

$$\dot{x}_j = A_j x_j + B_j(x_j)m_j(x_j) \quad (7)$$

$$-f_j \leq m_j(x_j) \leq 1 + f_j$$

Nous pouvons utiliser l'échelle suivante pour obtenir une saturation symétrique : $-\beta_j \leq m_j(x_j) \leq \beta_j$, with $\beta_j = \min\{-f_j, 1 + f_j\}$.

Par la suite, le changement de variables suivant sera envisagé :

$$\dot{x}_j = A_j x_j + \bar{B}_j(x_j)\text{sat}(\bar{m}_j(x_j), \bar{u}_j) \quad (8)$$

où

$$\text{sat}(\bar{m}_j(x_j), \bar{u}_j) = \begin{cases} \bar{u}_j & \text{if } \bar{m}_j(x_j) > \bar{u}_j \\ \bar{m}_j & \text{if } -\bar{u}_j \leq \bar{m}_j(x_j) \leq \bar{u}_j \\ -\bar{u}_j & \text{if } \bar{m}_j(x_j) < -\bar{u}_j \end{cases} \quad (9)$$

avec $\bar{u}_j = 1$, $\bar{B}_j(x_j) = \beta_j B_j(x_j)$ and $\bar{m}_j(x_j) = \frac{m_j(x_j)}{\beta_j}$. La loi de commande est alors donnée par $u_j = \beta_j \bar{m}_j(x_j) - f_j$.

Le système polynomial augmenté contenant l'erreur intégrale de sortie suivante est appliquée :

$$e_j = \int (x_j^* - x_j) dt \quad (10)$$

En combinant (10) avec (8), on obtient le système dynamique augmenté suivant :

$$\begin{cases} \dot{x}_j = A_j x_j + \bar{B}_j(x_j)\text{sat}(\bar{m}_j(x_j), \bar{u}_j) \\ \dot{e}_j = x_j^* - x_j \end{cases} \quad (11)$$

La nouvelle loi de commande est considérée comme suit :

$$\bar{m}_j(x_j) = K_1(x_j)x_j + K_2(x_j)e_j \quad (12)$$

En appliquant le lemme 1 dans [7], le système dynamique augmenté peut être écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{x}_j = \sum_{l=1}^{\delta} \bar{h}_l \{(A_j + \bar{B}_j(x_j)(N_l K_1(x_j) + N_l^- Y(x_j)))x_j \\ \quad + B_j(x_j)(N_l K_2(x_j) + N_l^- Y(x_j))e_j\} \\ \dot{e}_j = x_j^* - x_j \end{cases} \quad (13)$$

avec $l \in [1, \delta]$; $\delta = 2^{n_u}$ et n_u est la dimension du vecteur de l'entrée u_j .

Soit $\hat{x}_j = [x_j^T \ e_j^T]^T$, alors le modèle polynomial pour le signal d'erreur \hat{x}_j est décrit comme suit :

$$\dot{\hat{x}}_j = \mathbb{A}_j \hat{x}_j + \bar{\mathbb{B}}_j(x_j)\text{sat}(\bar{m}_j(x_j), \bar{u}_j) + \mathbb{F}_j x_j^* \quad (14)$$

où, $\mathbb{A}_j = \begin{bmatrix} A_j & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$, $\bar{\mathbb{B}}_j(x_j) = \begin{bmatrix} B_j(x_j) \\ 0 \end{bmatrix}$, $\mathbb{F}_j = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$ et

$$\bar{\mathbb{B}}_j(x_j) = \beta_j \mathbb{B}_j(x_j)$$

On obtient le système en boucle fermée suivant :

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_j &= \sum_{l=1}^{\delta} \bar{h}_l \{\mathbb{A}_j + \bar{\mathbb{B}}_j(x_j)(N_l \mathbb{K}(x_j) + N_l^- \mathbb{Y}(x_j))\} \hat{x}_j + \mathbb{F}_j x_j^* \\ &= \sum_{l=1}^{\delta} \bar{h}_l \mathbb{H}_l(x_j) \hat{x}_j + \mathbb{F}_j x_j^* \end{aligned} \quad (15)$$

TABLEAU 1
Paramètres électriques du micro-réseaux DC.

	Paramètres	Valeurs
Cellule photovoltaïque	V_{oc}	36.3V
	I_{sc}	7.84A
	R_{sh}	313.3Ω
	R_s	0.39Ω
	L_{PV}	100μH
	R_{05}	0.045Ω
	R_{06}	0.044Ω
Batterie	V_{bat0}	28V
	R_{bat}	0.14Ω
	R_{b1}	0.14Ω
	C_{b1}	1μF
	L_{bat}	100μH
	R_{01}	0.045Ω
	R_{02}	0.044Ω
Supercondensateur	V_{sc0}	24V
	R_{sc}	0.14Ω
	C_{sc}	165F
	L_{sc}	100μH
	R_{03}	0.045Ω
	R_{04}	0.044Ω
Bus DC	V_{DC}	50V
	C_{DC}	1.5mF

où $\mathbb{H}_l(x_j) = \mathbb{A}_j + \bar{\mathbb{B}}_j(x_j)(\mathbb{N}_l\mathbb{K}(x_j) + \mathbb{N}_l^-\mathbb{Y}(x_j))$ et $\mathbb{K}(x_j) = \begin{bmatrix} K_1(x_j) & K_2(x_j) \end{bmatrix}$.

Les différentes lois de commande polynomiales u_j des courants de la batterie et de SC ont été développées en [3] :

$$u_j = \beta_j(K_1(x_j)x_j + K_2(x_j)e_j) - f_j(x_j) \quad (16)$$

où $K_1(x_j)$ et $K_2(x_j)$ représentent les gains du contrôleur à déterminer.

De même pour contrôler la tension du bus DC, nous allons utiliser la loi de commande suivante donnée dans [3] :

$$u = K_3(V_{DC})V_{DC} + K_4(V_{DC})e \quad (17)$$

où $e = \int (V_{DC}^* - V_{DC})dt$, $K_3(V_{DC})$ et $K_4(V_{DC})$ sont les gains du contrôleur à déterminer.

Les gains des contrôleurs sont calculés automatiquement en résolvant les conditions de stabilité [3]. Ces conditions peuvent être représentées en termes des sommes des carrés et sont résolues numériquement (partiellement symboliquement) via les outils SeDuMi en plus de SOSTools. Pour plus de détails sur la manière de résoudre les conditions de stabilité en utilisant l'approche sommes des carrés, voir [8].

En outre, pour optimiser les performances des PV et pour en tirer la puissance maximale, l'algorithme de perturbation et d'observation (PO) est utilisé dans cette étude. De plus, un simple contrôleur PI est utilisé ici pour assurer le suivi de la tension de référence désirée. Cette partie est basée sur le travail précédent des auteurs [2].

5. RÉSULTATS DE SIMULATION

Dans cette section, la performance des contrôleurs polynomiaux (CP) conçus est évaluée en conditions nominales. La tension souhaitée du bus DC est de 50V. Le système est dimensionné de telle sorte que les états de charge de la batterie et

du supercondensateur restent dans la plage [40%, 80%]. Les valeurs des paramètres du modèle utilisés sont représentées dans le Tableau 1. L'irradiation solaire est évaluée à $1000W/m^2$ pour $0s < t < 8s$ et $t > 15s$, et diminue à $500W/m^2$ autrement. L'objectif principal est de prouver que la stratégie de contrôle proposée assure un bon fonctionnement en cas de variations élevées et soudaines, notamment les variations du courant de charge et de l'irradiation solaire.

En utilisant Sedumi et SOStools, nous obtenons les lois de commande polynomiales u_j des convertisseurs de la batterie et de SC, respectivement :

$$u_j = \beta_j(K_1(x_j)x_j + K_2(x_j)e_j) - f_j(x_j) \quad (18)$$

où $j = \{bat, SC\}$, $\beta_j = -f_j$,

$$f_{sc} = V_{sc}/((R_{03} - R_{04})x_{sc} - V_{DC});$$

$$f_{bat} = V_{bat}/((R_{01} - R_{02})x_{bat} - V_{DC});$$

$$K_1(x_{bat}) = 2.876 \times 10^{-6}x_{bat} + 1.002 \times 10^{-3},$$

$$K_2(x_{bat}) = -6.2974 \times 10^{-5}x_{bat} - 4.057 \times 10^{-3},$$

$$K_1(x_{SC}) = 3.0784 \times 10^{-6}x_{SC} + 1.239 \times 10^{-3},$$

$$K_2(x_{SC}) = -6.8533 \times 10^{-5}x_{SC} - 1.426 \times 10^{-3}.$$

La loi de commande du bus DC est :

$$u_{V_{DC}} = K_3(V_{DC})V_{DC} + K_4(V_{DC})e \quad (19)$$

$$\text{où } K_3(V_{DC}) = -0.0206V_{DC}^2 - 0.2514,$$

$$K_4(V_{DC}) = 0.5098V_{DC}^2 + 15.7958.$$

Fig. 6 montre la variation de la charge. La variation de la tension du bus DC est représentée sur la Fig. 7. Là, on remarque une remarquable performance de suivi puisque la tension du bus DC se rétablit rapidement après une courte phase transitoire, et la tension est ainsi stabilisée à la valeur nominale dans les limites de l'erreur $\pm 2V$. Fig. 8 montre les signaux de rapport cyclique générés par les contrôleurs. Sur cette figure, il est clair que les rapports cycliques des convertisseurs DC-DC restent dans la plage [0, 1], et que les contraintes de saturation sont respectées. Ceci confirme la pertinence des contrôleurs développés.

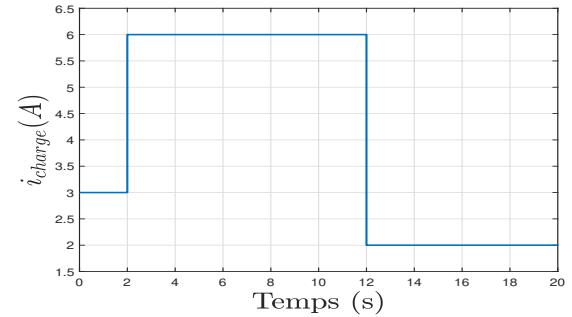


FIG. 6. Courant de charge imposé.

Pour évaluer les performances de la stratégie du Contrôle Polynomiale (CP) proposée, elle est comparée à d'autres techniques de contrôle basées sur des modèles non linéaires, notamment le contrôle par bouclage linéarisant (Feedback Linearization Control (FLC)). La commande FLC est une approche courante utilisée pour contrôler les systèmes non linéaires. L'idée de base consiste à masquer les non-linéarités, et donc à transformer le système non linéaire en un système linéaire équivalent par le

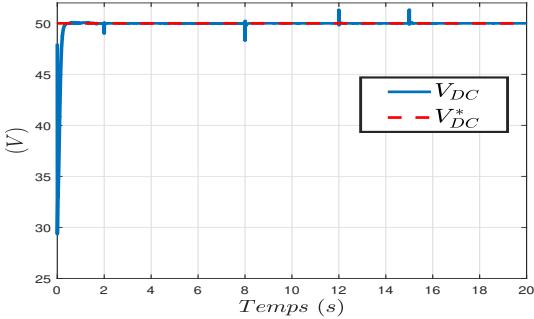


FIG. 7. Tension du bus DC.

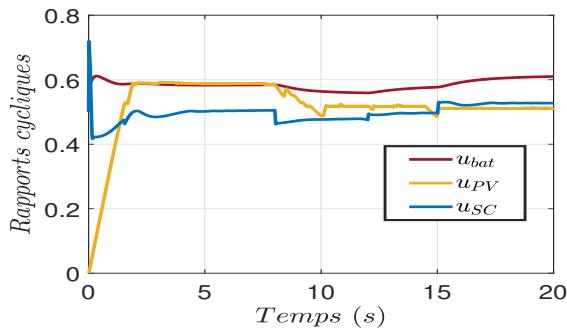


FIG. 8. Rapports cycliques des convertisseurs.

biais d'un changement de variables et d'une entrée de contrôle appropriée. La loi de contrôle est conçue comme suit en utilisant la méthode citée dans [2, 9, 10] :

$$u_j = -\frac{L_j}{V_{DC}} \left[-\frac{V_j}{L_j} - a e - b \int_0^t e d\tau \right] \quad (20)$$

où l'indice "j" est utilisé pour représenter les composants correspondants (batterie et SC), a et b sont des gains constants strictement positives à régler.

La Fig. 9 montre les variations du bus DC avec le contrôle FLC et CP tout en considérant 2 perturbations différentes : 1) l'injection d'un bruit blanc gaussien dans la mesure de la tension, et 2) la diminution de la valeur du condensateur de liaison DC de 13% par rapport à sa valeur nominale. L'amplitude du bruit est d'environ $\pm 2\%$ de la valeur nominale de la tension du bus DC (50V). En utilisant l'approche CP, la tension du bus DC varie en fonction de la phase des transitoires, se rétablissant et se stabilisant à la valeur nominale (50V). En revanche, avec le FLC basé modèle, le signal V_{DC} se révèle sensible aux perturbations, ce qui entraîne une perte totale de contrôle.

Par conséquent, avec le FLC, il y aura plus de fluctuations dans la tension du bus DC, lorsque le système MG est exposé à des bruits et à des incertitudes de paramètres. Le CP proposé montre de manière convaincante sa robustesse face aux perturbations supplémentaires, puisque seul un petit effet sur le comportement du contrôleur est perceptible.

6. CONCLUSIONS

Bien que les micro-réseaux DC ont récemment fait l'objet d'une attention accrue en raison de leurs avantages potentiels, le développement d'algorithmes de contrôle efficaces pour de tels systèmes reste une tâche difficile. Le défi réside dans l'équilibre de puissance, la gestion de l'énergie et la régulation de la

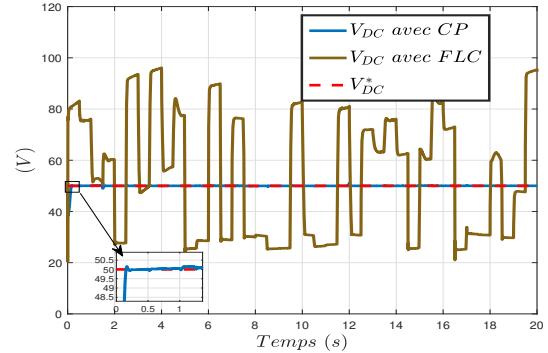


FIG. 9. Tension du bus DC avec bruit et incertitude des paramètres

tension du bus DC pendant la planification, l'exploitation et le contrôle. Dans cet article, de nouveaux contrôleurs décentralisés polynomiaux avec contrainte de saturation sont proposés. Les performances des contrôleurs conçus sont évaluées en considérant des variations des courants de charge, de l'irradiation solaire, certains paramètres électriques, ainsi que l'intégration des perturbations. Les résultats de la simulation montrent clairement l'efficacité des contrôleurs conçus.

7. RÉFÉRENCES

- [1] I. Alhamrouni, M. Hairullah, N. Omar, M. Salem, A. Jusoh, and T. Sutikno, "Modelling and design of pid controller for voltage control of ac hybrid micro-grid," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 10, no. 1, p. 151, 2019.
- [2] S. Kassir, M. Doumiati, M. Machmoum, M. El Rafei, and C. Francis, "Dc microgrid voltage stability by model free super-twisting sliding mode control," in *IECON 2021–47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2021, pp. 1–6.
- [3] I. Iben Ammar, M. Doumiati, S. Kassir, M. Machmoum, C. Francis, and M. Chaabane, "New nonlinear control based on polynomial approach for islanded dc microgrid robustness and voltage stability," *International Review of Automatic Control*, vol. 15, no. 5, p. 263, 2022.
- [4] I. Iben Ammar, M. Doumiati, S. Kassir, M. Machmoum, and M. Chaabane, "Polynomial lyapunov control for dc microgrid robustness and stability," in *IECON 2022–48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. IEEE, 2022, pp. 1–6.
- [5] M. A. Mahmud, T. K. Roy, S. Saha, M. E. Haque, and H. R. Pota, "Robust nonlinear adaptive feedback linearizing decentralized controller design for islanded dc microgrids," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 55, no. 5, pp. 5343–5352, 2019.
- [6] M. Shi, J. Hu, H. Han, and X. Yuan, "Design of battery energy storage system based on ragone curve," in *2020 4th International Conference on HVDC (HVDC)*. IEEE, 2020, pp. 37–40.
- [7] I. Iben Ammar, H. Gassara, A. El Hajjaji, and M. Chaabane, "DC-DC buck converter polynomial tracking control design with saturation constraint," in *2021 60th IEEE Conference on Decision and Control (CDC)*. IEEE, 2021, pp. 2800–2805.
- [8] A. Papachristodoulou, J. Anderson, G. Valmorbida, S. Prajna, P. Seiler, and P. A. Parrilo, "Sum of squares optimization toolbox for matlab user's guide," *arXiv preprint arXiv:1310.4716*, 2013.
- [9] Z. Lu, X. Zhang, and Y. Wang, "Nonlinear control strategy of hybrid energy storage system based on feedback linearization," in *2020 4th CAA International Conference on Vehicular Control and Intelligence (CVCI)*. IEEE, 2020, pp. 674–677.
- [10] L. Wang, T. Miao, X. Liu, and S. Liu, "Sliding mode control of bi-directional dc/dc converter in dc microgrid based on exact feedback linearization," *WSEAS Transactions on Circuits and Systems*, vol. 19, pp. 206–211, 2020.