

Commande Avancée d'un Onduleur Grid-Forming: Conception d'un Contrôleur Proportionnel Multi-Résonant à Retour d'État en Cascade avec une Approche LMI

Gérard Beral, Allal Bouzid, Bruno Estibals, Corinne Alonso
LAAS-CNRS, UPR CNRS 8001, 31031 Toulouse, France

RESUME – Les onduleurs Grid Forming (GFM) jouent un rôle crucial dans la régulation de la tension et de la fréquence pour assurer la stabilité des micro-réseaux isolés. Parmi les différentes stratégies de contrôle, les contrôleurs résonants sont reconnus comme l'une des solutions les plus performantes pour le contrôle du courant et de la tension AC. Les implémentations à retour d'état basées sur une boucle unique sont largement utilisées pour les onduleurs GFM. Cependant, ces structures présentent des limitations pour résoudre des problèmes tels que le suivi de la référence de courant et les conditions de surintensité. Pour surmonter ces défis, cet article propose une stratégie de contrôle proportionnel multi-résonant à retour d'état, mise en œuvre dans deux boucles pour gérer tension et courant dans les onduleurs GFM. Un ensemble de contraintes d'inégalités matricielles linéaires (LMI) est utilisé pour synthétiser les gains du contrôleur, garantissant une stabilité robuste. Les résultats de simulation démontrent l'efficacité de la stratégie de contrôle proposée pour atténuer les harmoniques et assurer un suivi précis des références.

Mots-clés – *Inégalités Matricielles Linéaires (LMI), Contrôleur Proportionnel Multi-Résonant (PMR), Onduleur Grid-Forming.*

1. INTRODUCTION

Les émissions de CO₂ provenant de la production d'électricité à partir de sources fossiles contribuent au changement climatique mondial. La transition vers les énergies renouvelables est essentielle pour atteindre l'objectif de développement durable numéro 7 des Nations Unies [1]. Néanmoins, l'intégration des énergies renouvelables dans le réseau électrique traditionnel peut engendrer de l'instabilité en raison de leur nature intermittente. La solution la plus prometteuse pour atténuer ce problème est le concept de micro-réseau ou microgrid (MG) comme présenté à la Fig. 1.

Plusieurs définitions d'un micro-réseau ont été proposées. Selon le CIGRÉ, un micro-réseau peut être défini comme une section du réseau de distribution d'électricité contenant des charges et des sources d'énergie distribuées (telles que les générateurs décentralisés, dispositifs de stockage ou charges contrôlables), pouvant être exploitées de manière contrôlée et coordonnée, aussi bien en étant connectées au réseau principal qu'en mode îloté [2]. Les technologies associées aux MGs facilitent l'intégration efficace de sources d'énergie dispatchables et non dispatchables, y compris l'hydroélectricité de petite taille, le solaire, l'éolien et les sources issues de la biomasse, dans le but de réduire significativement la dépendance aux combustibles fossiles.

Le contrôle d'un micro-réseau est généralement structuré en niveaux hiérarchiques : le contrôle de tension et de courant, le contrôle primaire, le contrôle secondaire et le contrôle tertiaire [3]. Le niveau de contrôle de tension et de courant est également appelé la boucle interne. La boucle interne de contrôle pour un onduleur grid forming doit être efficace et robuste afin d'assurer

un fonctionnement en mode connecté au réseau comme en mode îloté, ainsi que lors des transitions entre ces modes. De plus, ce contrôle doit respecter des normes telles que l'IEEE 1547 et l'IEEE Std-519 afin de garantir l'atténuation des harmoniques et les performances du micro-réseau.

Les régulateurs PR (Proportionnel-Résonant) et PI (Proportionnel-Intégral) conventionnels dans le domaine de Laplace sont largement utilisés en raison de leur simplicité de mise en œuvre. Toutefois, ils demeurent vulnérables lorsqu'ils sont appliqués à des systèmes complexes. En revanche, les méthodes de commande avancées telles que la commande par retour d'état apparaissent comme une alternative prometteuse [4], offrant des techniques de conception avancées comme les inégalités matricielles linéaires (LMI). Les LMI sont particulièrement bien adaptées aux systèmes complexes car elles permettent d'intégrer plusieurs critères de conception tout en garantissant la stabilité robuste, les performances et la robustesse. Par exemple, les régulateurs robustes conçus à l'aide de LMI se sont révélés efficaces pour traiter les incertitudes du système [5], et leur application aux onduleurs monophasés grid forming a démontré une meilleure stabilité et un meilleur rejet des perturbations sous des conditions de réseau variables [6]. Cependant, malgré leurs avantages, les méthodes classiques de retour d'état, comme le régulateur linéaire quadratique (LQR), ne disposent pas de mécanismes pour compenser les erreurs de suivi et gérer efficacement les charges non linéaires.

Pour suivre des références, une action intégrale dans l'espace d'état peut être introduite pour suivre des signaux constants, tandis que les contrôleurs résonants sont mieux adaptés au suivi de signaux sinusoïdaux. Contrairement à l'action intégrale, qui ne peut pas supprimer efficacement les perturbations harmoniques, les contrôleurs résonants sont très efficaces pour rejeter les harmoniques impairs. Pour une performance optimale, l'action intégrale est plus efficace dans le cadre de contrôle synchronisé dq , tandis que le contrôle résonant doit être mis en œuvre dans le repère stationnaire ($\alpha\beta$ ou ABC) [7]. Avec l'essor du contrôle numérique, les implémentations en temps discret sont largement utilisées pour le développement des contrôleurs. C'est notamment le cas dans [8], où un contrôle par retour d'état pour la régulation de la tension et du courant dans une structure en cascade a été étudié en discret, mais avec une seule boucle résonante pour la tension. L'approche du régulateur quadratique linéaire discret (DLQR) a été utilisée pour le calcul du gain de retour d'état. Cependant, en présence de plusieurs harmoniques, cette approche reste limitée. Le contrôleur proportionnel multi-résonant (PMR) est donc mieux adapté pour gérer ce type de situation [9]. Les stratégies de contrôle des onduleurs GFM varient des méthodes classiques PI/PR aux techniques avancées comme le retour d'état [10]. La structure en cascade présente des avantages par rapport au contrôleur à unique boucle, notamment pour la protection contre les surintensités [11]. Cependant,

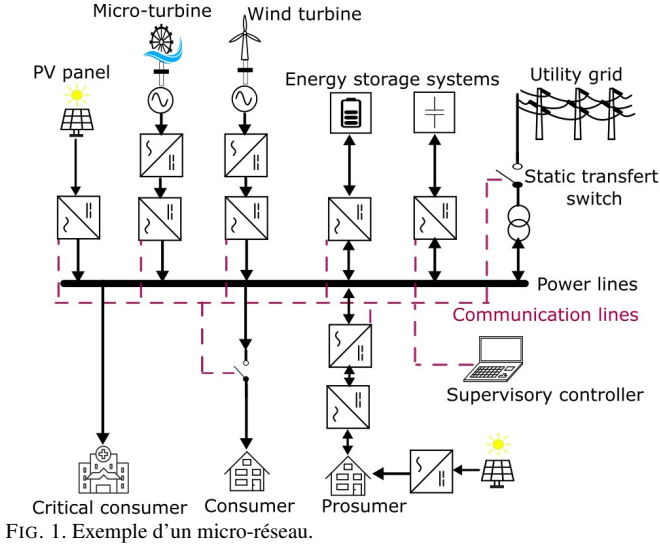


FIG. 1. Exemple d'un micro-réseau.

le contrôle par retour d'état avec deux boucles en cascade reste peu étudié, ce qui en fait un domaine de recherche prometteur [8, 10], et il pourrait être particulièrement utile dans le cadre des micro-réseaux isolés [5]. L'intégration d'un PMR à retour d'état dans une structure à boucles en cascade pourrait améliorer le suivi des références sinusoïdales ainsi que l'atténuation des harmoniques [10]. Un défi majeur des contrôleurs PMR est l'ajustement des compensateurs d'harmoniques, plus complexe que pour le PR à fréquence unique. Toutefois, un PMR à retour d'état simplifie ce réglage en intégrant les gains dans une matrice unique calculable via des contraintes LMI [6]. Un autre défi des boucles de contrôle en cascade est la gestion des interactions dynamiques, généralement atténuée en réglant la boucle interne pour une réponse plus rapide. Pour surmonter ces limitations, un contrôleur PMR tension-courant en structure en cascade est proposé en utilisant les inégalités matricielles linéaires (LMI). Un ensemble de LMI est appliqué pour le placement des pôles (D-stabilité) dans le plan z , garantissant ainsi un découplage dynamique entre les boucles, une suppression efficace des harmoniques impaires et un suivi précis des références sinusoïdales dans les applications d'onduleurs grid-forming. Cette approche vise à renforcer la stabilité et la qualité de l'alimentation des micro-réseaux, en assurant une commande robuste face aux perturbations et aux variations de charge.

2. DESCRIPTION ET MODÉLISATION DU SYSTÈME

Un convertisseur monophasé grid-forming avec des boucles de tension et de courant en cascade, connecté à une charge via un filtre LC, comme illustré sur la Fig. 2, est considéré pour cette étude. La dynamique du système est décrite par le modèle en temps continu suivant :

$$\frac{di}{dt} = \frac{1}{L_f} (v - v_c - R_f i) \quad (1)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{1}{C_f} (i - i_o) \quad (2)$$

Ici, i_o représente le courant de charge, traité comme une perturbation, tandis que i désigne le courant dans l'inductance, et v_c est la tension aux bornes du condensateur. Les effets de découpage du PWM et les non-linéarités associées sont négligés pour simplifier, ce qui permet de modéliser directement l'action de commande u comme la tension de sortie du convertisseur v , avec R_f négligé. Pour la commande par retour d'état, (1) et (2) doivent être réécrites dans la forme de l'espace d'état donnée par (3) :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + B_w d \\ y = Cx + Du \end{cases} \quad (3)$$

Où $\dot{x}$ est la dérivée du vecteur d'état, y est le vecteur de sortie, A est la matrice du système, B la matrice d'entrée, C la matrice de sortie, D la matrice d'alimentation directe, B_w la matrice d'entrée de perturbation, et d le vecteur de perturbation.

Pour la boucle de contrôle de la tension, l'objectif est de réguler la tension du condensateur v_c . Le sous-système encadré par la boîte pointillée bleue, comme illustré sur la Fig. 2, est considéré. Sa représentation dans le domaine temporel selon l'espace d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u_v + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix} i_o \\ y_v = \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (4)$$

En appliquant la méthode d'Euler explicite avec une période d'échantillonnage T_s , comme dans [12], le modèle en temps discret de (3) est donné par (5) :

$$A_d = I + T_s A, \quad B_d = T_s B, \quad B_{wd} = T_s B_w, \quad C_d = C \quad (5)$$

Lors du processus de discrétisation, un délai apparaît à l'entrée en raison du temps de calcul. Ce délai doit être pris en compte dans le modèle du système pour représenter fidèlement la dynamique en temps discret. Pour ce faire, le système est augmenté avec un nouvel état, noté ϕ , qui représente le délai d'entrée. De même, comme montré dans [13], les matrices discrétisées de (5) sont augmentées pour inclure l'état de délai ϕ . Si n est le nombre d'états, m le nombre d'entrées, i le nombre de sorties, et p les perturbations, les matrices nulles sont de taille appropriée afin d'assurer la cohérence du système augmenté :

$$A_\phi = \begin{bmatrix} A_d & B_d \\ 0_{m \times n} & 0_{m \times m} \end{bmatrix}, \quad B_\phi = [0_{m \times n} \quad I_{m \times m}]^T, \quad (6)$$

$$B_{w\phi} = [B_{wd} \quad 0_{p \times m}]^T, \quad C_\phi = [C_f \quad 0_{i \times m}].$$

Le subscript ϕ désigne les matrices augmentées avec le délai de calcul, tandis que le superscript v représente la tension. Le symbole 0 fait référence à une matrice de zéros de dimensions appropriées. En transformant successivement (4) en (7) via (5) et (6), on obtient le modèle discret du sous-système considéré pour le contrôle de la tension :

$$\begin{aligned} x_d(k+1) &= \begin{bmatrix} i \\ v_c \\ \phi \end{bmatrix}_{k+1}, \quad A_\phi^v = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L_f} & \frac{T_s}{L_f} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \\ B_\phi^v &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad B_{w\phi}^v = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{T_s}{C_f} \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (7)$$

Pour la boucle de contrôle du courant, le sous-système encadré par la boîte pointillée rouge, comme illustré sur la Fig. 2, est considéré. Sa représentation dans le domaine temporel selon l'espace d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & -\frac{1}{R_L C_f} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} \\ 0 \end{bmatrix} u_i \\ y_i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v_c \end{bmatrix} \end{cases} \quad (8)$$

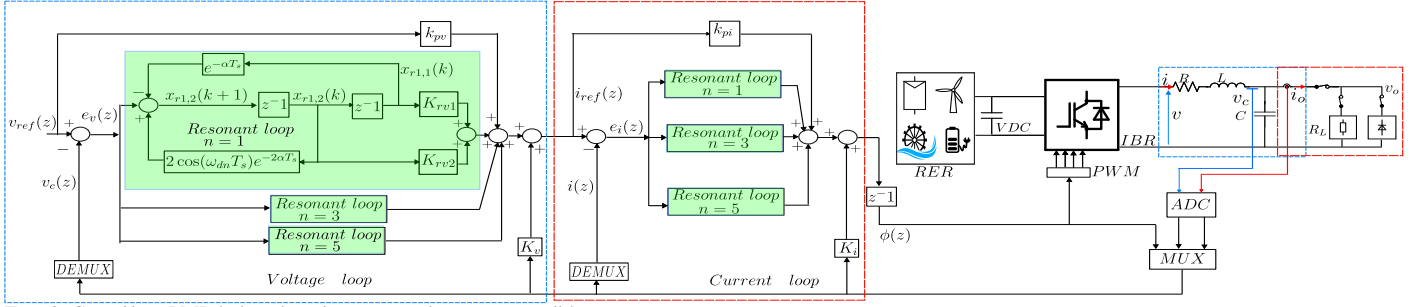


FIG. 2. Contrôleur PMR à deux boucles en cascade avec retour d'état

Cela capture la dynamique de la boucle de courant, incluant $i_o = \frac{v_c}{R_L}$. En suivant la même procédure que pour obtenir le modèle discret de la boucle de tension, et en tenant compte d'un délai d'échantillonnage ϕ , le modèle discret (A_ϕ^i , B_ϕ^i , etc.) de (8) a été déterminé.

En appliquant la méthode d'Euler explicite avec une période d'échantillonnage T_s , comme introduit dans (5), puis en tenant compte du délai d'entrée selon la formulation augmentée de (6), on obtient le modèle discret du sous-système de courant :

$$x_d(k+1) = \begin{bmatrix} i \\ v_c \\ \phi \end{bmatrix}_{k+1}, \quad A_\phi^i = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{T_s}{L_f} & \frac{T_s}{L_f} \\ \frac{T_s}{C_f} & 1 - \frac{T_s}{R_L C_f} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9)$$

$$B_\phi^i = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad C_\phi^i = [1 \quad 0 \quad 0].$$

Ce modèle discrétisé augmenté constitue la base de la commande interne en courant. Il est conçu pour réagir plus rapidement que la boucle de tension externe, assurant ainsi un bon découplage dynamique entre les deux niveaux de contrôle.

Les boucles de commande de tension et de courant décrites précédemment sont organisées en configuration en cascade, où la boucle de tension constitue la boucle externe, et la boucle de courant la boucle interne. Les deux boucles sont implémentées dans un cadre de commande par retour d'état, la loi de commande résultante est exprimée par :

$$u = Kx \quad (10)$$

Bien que (10) stabilise le système, des états résonants sont ajoutés pour permettre un suivi précis des erreurs comme exprimé en (11) :

$$e_v = v_{ref} - v_c, \quad e_i = i_{ref} - i \quad (11)$$

3. SYNTHÈSE DU CONTRÔLEUR

La fonction de transfert du contrôleur PMR dans le domaine discret, présentée dans [12], peut être écrite comme suit :

$$G_{PMR}(z) = k_p + \sum_{n=1}^h \frac{K_{r2n}z + K_{r2n-1}}{z^2 - 2z \cos(\omega_d T_s) e^{-\alpha T_s} + e^{-2\alpha T_s}} \quad (12)$$

Les paramètres de l'équation (12) incluent : ω_d , la fréquence amortie de l'harmonique, définie par $\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2}$; $\alpha = \xi \omega_n$, le coefficient d'amortissement; et ξ , le taux d'amortissement. Le terme proportionnel k_p , combiné avec les composantes résonantes K_{rn} , est ajusté pour chaque fréquence de résonance spécifique $\omega_n = n\omega_0$. La conception du régulateur résonant implique le réglage des termes résonants pour qu'ils soient en accord avec la fréquence du signal cible. Le contrôleur doit permettre le suivi de la référence à la fréquence ω_0 tout en rejetant

les harmoniques. Aux fréquences de résonance, un gain infini peut provoquer une instabilité du système. Pour atténuer ce phénomène, un régulateur proportionnel-résonant (doit incorporer un facteur d'amortissement ξ pour avoir des gains finis [14], comme illustré à la Fig. 3. En choisissant un facteur d'amortissement dans l'intervalle $0 < \xi < 1$, un gain fini est obtenu aux fréquences de résonance. De plus, dans cet intervalle, le rejet des perturbations est amélioré [15]. Cependant, il existe un compromis clair entre la valeur de ξ et l'erreur de suivi. Dans cette étude, la valeur $\xi = 0,001$ est adoptée, comme recommandé dans [16].

Chaque terme résonant peut être réalisé sous forme d'état-espace, avec les matrices suivantes :

$$A_{rn} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -e^{-\alpha T_s} & 2 \cos(\omega_d T_s) e^{-\alpha T_s} \end{bmatrix}, \quad B_{rn} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$C_{rn} = [K_{r2n-1} \quad K_{r2n}], \quad D_{rn} = 0.$$

La réalisation état-espace globale du contrôleur PMR est obtenue par combinaison des réalisations de tous les termes résonants. Comme montré dans [12], une réalisation possible en temps discret de l'équation (12) est donnée par :

$$\begin{cases} x_r(k+1) = \begin{bmatrix} A_{r1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & A_{rh} \end{bmatrix} x_r(k) + \begin{bmatrix} B_{r1} \\ \vdots \\ B_{rh} \end{bmatrix} e(k) \\ y_r(k) = [K_{r1} \quad \cdots \quad K_{rh}] x_r(k) + k_p e(k) \end{cases} \quad (14)$$

où $x_r(k)$ représente les états du contrôleur résonant.

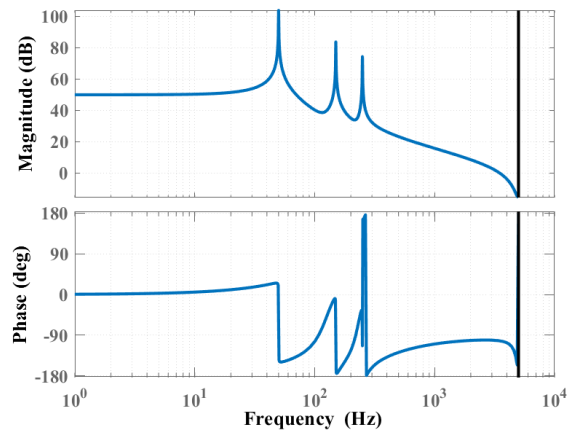


FIG. 3. Réponse fréquentielle du contrôleur PMR en boucle ouverte

3.1. synthèse du contrôleur de courant

La dynamique en espace d'état de la boucle de courant interne est décrite par :

$$\begin{cases} x_a(k+1) = A_a^i x_a(k) + B_a^i u_a(k) + E_a^i q(k) \\ y_a(k) = C_a^i x_a(k) \end{cases} \quad (15)$$

où $q(k) = e_i(k)$. Pour plus de détails sur la manière dont un système en boucle ouverte discret est augmenté en l'interconnectant avec un PMR discret, se référer à [12, 15].

Afin de garantir la stabilité robuste du système, le critère de D -stabilité en temps discret a été utilisé comme dans [17].

$$D = \{z \in \mathbb{C} \mid |z - \sigma| < \rho\} \quad (16)$$

La boucle de courant est stable dans la région de pôles spécifiée D s'il existe des matrices symétriques $\Phi > 0$ et une matrice Ψ telles que les conditions suivantes soient satisfaites. La stabilité de la boucle de courant est assurée en satisfaisant l'inégalité matricielle linéaire (LMI) suivante :

$$\begin{bmatrix} -\Phi & (A_a^i \Phi + B_a^i \Psi)^T \\ A_a^i \Phi + B_a^i \Psi & -\Phi \end{bmatrix} < 0 \quad (17)$$

Et pour le placement des pôles :

$$\begin{bmatrix} -r\Phi & (A_a^i \Phi + B_a^i \Psi)^T \\ A_a^i \Phi + B_a^i \Psi & -r\Phi \end{bmatrix} < 0 \quad (18)$$

où $r = e^{-\sigma T_s}$, avec σ étant le taux de décroissance désiré et T_s la période d'échantillonnage.

Si les LMIs ci-dessus sont réalisables, la matrice de gain K peut être calculée comme suit :

$$K = \Psi \Phi^{-1} \quad (19)$$

Cela garantit à la fois la stabilité du système et le placement des pôles dans la région désirée D , assurant de bonnes performances et atteignant les objectifs de contrôle. Pour simplifier, le contrôleur résonant est conçu pour la fréquence fondamentale et compense les 3ème et 5ème harmoniques. Cela résulte en 06 états résonants ($K_{PMRi} = [K_{ri1} \dots K_{ri6}]$). La loi de contrôle par retour d'état pour le courant est définie comme suit :

$$u(k) = [K_i \quad K_{PMRi}]^T x_a(k) \quad (20)$$

où $K_{PMRi} = [K_{ri1} \dots K_{ri6}]$ et $K_{ai} = [K_i \quad K_{PMRi}]$.

Les inégalités matricielles linéaires pour la synthèse des contrôleurs, ont été formulées à l'aide de la boîte à outils Yalmip® sur la plateforme MATLAB®.

3.2. synthèse du contrôleur de tension

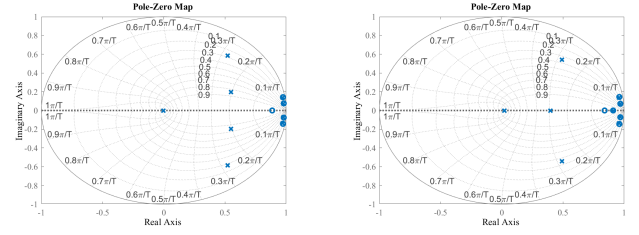
La dynamique en espace d'état de la boucle de tension est décrite par :

$$\begin{cases} x_a(k+1) = A_a^v x_a(k) + B_a^v u_a(k) + E_a^v q(k) \\ y_a(k) = C_a^v x_a(k) \end{cases} \quad (21)$$

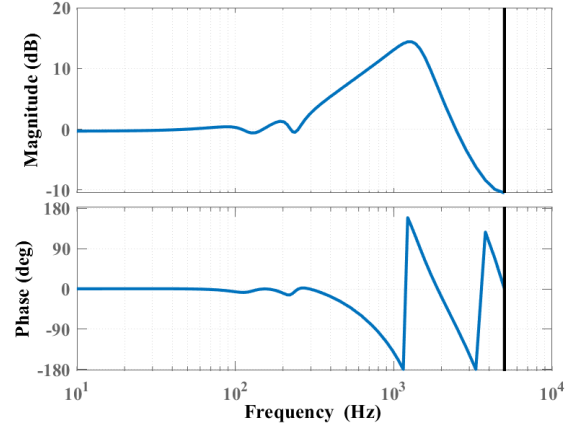
Les étapes du design du contrôleur de tension sont similaires à celles du contrôleur de courant et ne seront donc pas développées ici.

4. RÉSULTATS

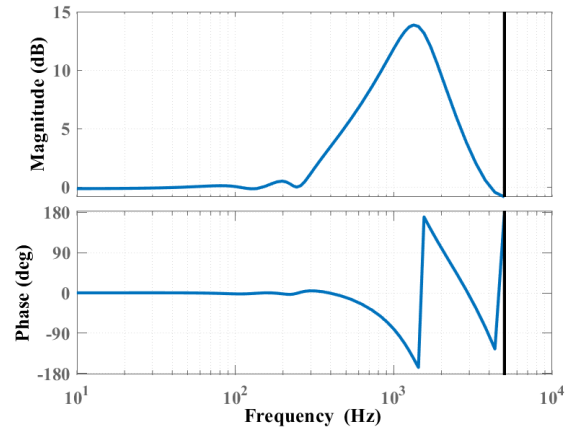
Une analyse par simulation est réalisée à l'aide du logiciel MATLAB afin de déterminer la performance et la stabilité de la boucle tension-courant proposée. La distribution des pôles et des zéros en boucle fermée de la boucle cascade tension-courant est présentée dans la Fig. 4. Les contraintes LMI ont été utilisées



(a) Boucle de tension (b) Boucle de courant
FIG. 4. Placement des pôles du contrôleur.



(a) Boucle de tension



(b) Boucle de courant

FIG. 5. Réponse fréquentielle du contrôleur en boucle fermée.

pour obtenir les emplacements désirés des pôles. Comme on peut le voir dans la Fig. 4, tous les pôles sont situés à l'intérieur du cercle unité, confirmant la stabilité robuste de l'ensemble du système. En faisant varier le rayon de la région de placement, une annulation des pôles a été réalisée pour réduire l'ordre du système tout en découplant les boucles afin de garantir que la boucle courant soit la plus rapide. Cette hiérarchie de vitesse permet à la boucle courant de réguler rapidement les perturbations, laissant la boucle tension maintenir une sortie stable. Une séparation de la bande passante des deux boucles peut être observée dans les réponses en fréquence présentées dans la Fig. 5. Pour vérifier la réponse dynamique du contrôleur proposé et sa capacité à atténuer les harmoniques, le système a été testé sous des conditions de charge linéaire et non linéaire (Fig. 6). Les formes d'onde de tension et de courant correspondantes sont présentées dans la Fig. 7. Les résultats montrent que le contrôleur proposé atteint un suivi précis de la référence pour les deux

types de charge, avec une erreur de suivi quasi nulle. Sous conditions de charge non linéaire, la forme d'onde de tension présente une distorsion minimale, indiquant une atténuation efficace des harmoniques. Malgré les harmoniques introduits par la charge non linéaire, la forme d'onde de tension conserve des caractéristiques sinusoïdales. Ces observations confirment les capacités d'atténuation harmonique du contrôle proposé tout en assurant un suivi précis de la référence.

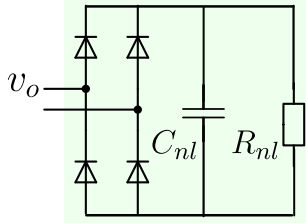
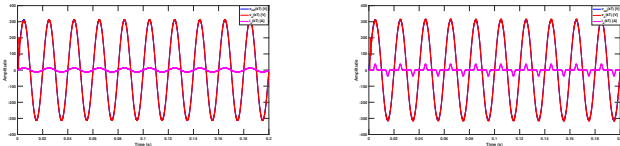


FIG. 6. Charge non linéaire.

TABLEAU 1. Paramètres du système

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale de l'onduleur, S_{nom}	5	kVA
Tension efficace nominale, V_{nom}	220	V
Fréquence nominale, f_{nom}	50	Hz
Facteur de puissance, p_f	0,7	-
Tension du bus DC, V_{DC}	400	V
Fréquence de découpage, f_s	10	kHz
Inductance du filtre, L_f	0,3	mH
Résistance du filtre, R_f	0,01	Ω
Capacité du filtre, C_f	150	μF
Résistance de charge linéaire, R_L	25	Ω
Résistance de charge non linéaire, R_{nl}	22	Ω
Capacité de charge non linéaire, C_{nl}	1000	μF



(a) Charge linéaire (b) Charge non linéaire
FIG. 7. Formes d'onde de la tension et du courant de sortie.

5. CONCLUSION

Cette étude a proposé une stratégie de commande proportionnelle multi-résonant (PMR) à retour d'état pour les onduleurs grid-forming, visant le suivi de référence et l'atténuation des harmoniques. En utilisant une structure en boucle en cascade tension-courant, l'approche repose sur un placement de pôles dans le plan z et une synthèse basée sur les inégalités matricielles linéaires (LMI), afin de garantir une erreur de suivi minimale, une bonne réjection harmonique et une stabilité robuste. Les résultats de simulation ont validé son efficacité. Comme perspective, les performances du contrôleur en boucle en cascade seront comparées à celles du contrôleur à boucle unique existant dans la littérature. De plus, la robustesse et les performances du contrôle proposé pourront être améliorées par l'intégration d'une boucle de découplage et/ou de limitation de courant.

6. RÉFÉRENCES

- [1] V. L. Trinh and C. K. Chung, "Renewable energy for SDG-7 and sustainable electrical production, integration, industrial application, and globalization : Review," *Cleaner Engineering and Technology*, vol. 15, p. 100657, Jul. 2023.
- [2] G. Beral, A. E. M. Bouzid, C. Alonso, D. Tsuanyo, and P. Tsafack, "Power sharing in an islanded Single-Phase microgrid : Performance analysis of droop control strategies," in *Lecture notes in electrical engineering*, 2024, pp. 615–628.
- [3] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Teodorescu, and L. Huang, "Hierarchical control of parallel AC-DC converter interfaces for hybrid microgrids," *IEEE Transactions on Smart Grid*, vol. 5, no. 2, pp. 683–692, Jul. 2013.
- [4] T. Dragičević, S. Vazquez and P. Wheeler, "Advanced Control Methods for Power Converters in DG Systems and Microgrids," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 7, pp. 5847–5862, July 2021.
- [5] J. C. U. Peña, G. Melo, C. A. Canesin and L. P. Sampaio, "Robust control of a single-phase VSI with LCL filter for grid-tie and islanded operation modes applied to PV distributed generation in microgrids environment," 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 785–792.
- [6] A. E. M. Bouzid, H. Chaoui, M. Zerrougui, S. B. Elghali, and M. Benbouzid, "Robust control based on linear matrix inequalities criterion of single phase distributed electrical energy systems operating in islanded and grid-connected modes," *Applied Energy*, vol. 292, p. 116776, Apr. 2021.
- [7] Sanjid-E-Elahi, M. A. Rahman, M. A. Hossain and M. M. Sikder, "A Comparative Study of Robust Optimal Controllers for Grid Voltage Control in Islanded Microgrids," 2022 International Conference on Advancement in Electrical and Electronic Engineering (ICAEEE), Gazipur, Bangladesh, 2022, pp. 1–6.
- [8] A. T. Pereira and H. Pinheiro, "Inner Loop Controllers for Grid-Forming Converters," 2022 14th Seminar on Power Electronics and Control (SEPOC), Santa Maria, Brazil, 2022, pp. 1–6.
- [9] Z. Zhou, Z. Liu, P. Han, X. Geng, J. Liu and Q. Wang, "Online Parameter Tuning Method of Multi-Resonant Controller for Grid-Forming Inverters," 2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia), Chengdu, China, 2024, pp. 5075–5080.
- [10] V. Vázquez, L. M. Ortega, D. Romero, R. Ortega, O. Carranza, and J. J. Rodríguez, "Comparison of methods for controllers design of single phase inverter operating in island mode in a microgrid : Review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 76, pp. 256–267, Mar. 2017.
- [11] V. Pirsto, J. Kukkola, and M. Hinkkanen, "Multifunctional Cascade Control of Voltage-Source Converters Equipped With an LC Filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 3, pp. 2610–2620, Mar. 2021.
- [12] G. Keiel, J. V. Flores, C. Lorenzini, L. F. A. Pereira, and A. T. Salton, "Affine discretization methods for the digital resonant control of uninterruptible power supplies," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 356, no. 15, pp. 8646–8664, Aug. 2019.
- [13] A. F. Lopez-Chavarro, J. F. Patarroyo-Montenegro, E. A. Sanabria-Torres, D. D. Campo-Ossa, J. D. Vasquez-Plaza, and F. Andrade-Rengifo, "A Design Algorithm for Multivariable Linear Quadratic Integral Controllers in Voltage-Source Converters," *IECON 2020 the 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Oct. 2020.
- [14] I. Veretennikov, Y. Vlasov, F. M. Ibanez, V. Terzija and A. A. Nazeri, "Proportional Multiresonant Controller with Automatic Gains Adjustment for Grid-Connected Inverters," 2023 IEEE Belgrade PowerTech, Belgrade, Serbia, 2023, pp. 1–6.
- [15] G. Keiel, J. V. Flores, and L. F. A. Pereira, "Analysis of proportional-resonant damping factors in the parallel operation of UPSs," *ISA Transactions*, Nov. 2024.
- [16] S. Silwal and M. Karimi-Ghartemani, "On the design of proportional resonant controllers for single-phase grid-connected inverters," 2016 12th IEEE International Conference on Control and Automation (ICCA), Kathmandu, Nepal, 2016, pp. 797–803.
- [17] W.-J. Mao and J. Chu, "D-stability and D-stabilization of linear discrete time-delay systems with polytopic uncertainties,"