

Regulation par Platitude d'un redresseur commandé avec filtre LCL & estimateurs de paramètres

Maxime LAPIQUE^{1,2}, Roghayeh GAVAGSAZ-GHOACHANI³, Jean-Phillipe MARTIN², Serge PIERFEDERICI², Sami ZAIM¹

1. Safran Electrical & Power, Montreuil FRANCE - 2. LEMTA, Université de Lorraine, CNRS, Nancy FRANCE - 3. Renewable Energies Engineering, Shahid Beheshti University, Tehran IRAN

RESUME –La forte augmentation de la puissance électrique embarquée dans les avions et la multiplication des convertisseurs statiques sur le réseau pose de nouveaux challenges pour la qualité réseau. L'utilisation de filtres oscillants s'impose pour conserver une bonne atténuation avec une masse contenue. La régulation par platitude est une bonne candidate pour gérer les modes oscillant de ces filtres. De nombreuses applications en électronique de puissance ont prouvé la supériorité de la platitude, tant du point de vue des performances que de la robustesse en comparaison avec des stratégies à base de boucles imbriquées et de PI. Cependant, sa mise en œuvre requiert de multiples dérivations des références. Dans le contexte de l'électronique de puissance, ces références ne peuvent pas être définies librement par le concepteur car elles doivent tenir compte des entrées du système ce qui expose à des problématiques de bruit. De plus, sa réalisation impose la connaissance de l'ensemble de l'état et des entrées du système, ce qui conduit à nombre de capteurs élevée. Ces deux inconvénients font que la régulation par platitude reste peu utilisée pour des systèmes d'ordre élevée, typiquement un convertisseur muni de son filtre d'entrée/sortie. Ce papier propose de modifier la stratégie de génération des trajectoires que l'on retrouve dans la plupart des applications d'une part, puis d'associer un estimateur de paramètres à la régulation par platitude d'autre part. Les résultats expérimentaux montrent l'intérêt d'une telle approche dans la recherche de performances et de stabilité.

Mots-clés— *Redresseur actif, Filtre LCL, Platitude, Planification de trajectoire, Estimateur de paramètres, Réduction de capteurs, stabilisation, observateur non-linéaire.*

1. INTRODUCTION

L'essor de l'aviation civile est étroitement lié à l'électrification des avions. Motivée tant par des enjeux écologiques qu'économiques, la transition vers l'avion plus électrique s'accompagne d'une augmentation sans précédent du nombre d'équipements électriques ainsi que de la puissance installée. Ceci amène les avionneurs à repenser intégralement l'architecture électrique de leurs appareils. L'évolution de la distribution électrique primaire chez le constructeur Airbus est guidée par les concepts développés dans [1], visant à terme l'élimination des éléments hydrauliques & pneumatiques, tout en s'orientant vers une hybridation plus importante. Afin de ne pas dégrader le bilan massique des avions, la nouvelle architecture est pensée pour limiter la prise de masse de la distribution électrique primaire. Dans cette architecture, le bus HVDC (High

Voltage Direct Current) est le principal point d'interconnexion des équipements électriques. Les convertisseurs PEM (Power Electronic Modules) en sont des éléments clé. Un PEM est un convertisseur statique réversible standardisé et basé sur une topologie d'onduleur de tension à deux niveaux. Son rôle est d'assurer l'interconnexion des sources et des charges électriques entre elles et doit donc remplir plusieurs profils de mission : conversion AC/DC, conversion DC/AC & commande moteur. Il découle de cette architecture que la majorité des agents prélevant ou fournissant de l'énergie au réseau électrique primaire seront des convertisseurs à découpages. Les sources d'interactions aux conséquences dommageables pour la stabilité et la qualité réseaux sont donc nombreuses [2], [3].

L'utilisation de filtres passifs à base de réseau RLC est nécessaire pour éliminer les harmoniques de découpage. Le dimensionnement de ces filtres est très dépendant de l'application, ce qui ne permet pas d'envisager un nombre réduit de filtres qui seraient partagés entre les applications. Il est donc nécessaire de recourir à des filtres d'ordre élevée peu amortis afin d'obtenir une atténuation élevée par unité de poids [4]. Les problèmes de stabilité causés par de tels filtres sont connus et de nombreuses solutions d'amortissement actif ont été proposées avec des méthodes linéaires [5]. Bien qu'efficaces, ces méthodes n'offrent qu'une preuve locale de stabilité, ce qui pour le contrôle du PEM n'est pas suffisant car certaines missions n'impliquent pas un point de fonctionnement fixe (puissances et fréquences variables entre autres). De plus, les structures à boucles imbriquées nécessitent des fréquences d'échantillonnage élevées pour gérer les oscillations en hautes fréquences, ce qui n'est pas toujours possible. Parmi les stratégies de contrôle non-linéaires, la régulation par platitude, Flatness-based control, offre des propriétés intéressantes. La régulation par platitude a déjà été appliquée avec succès dans des applications de l'électronique de puissance comme la conversion DC-DC [6], la conversion DC-AC [7], la conversion AC-DC [8], la gestion d'énergie [9].

Malgré des performances supérieures en régulation ainsi qu'une meilleure robustesse en comparaison avec les traditionnelles stratégies de régulation linéaires [10], les

applications impliquant des convertisseurs avec des filtres d'ordre élevé sont moins répandues. Une première explication est à chercher du côté du nombre de capteurs nécessaires qui augmente rapidement avec l'ordre du système. Il en effet nécessaire de connaître l'ensemble de l'état du système d'une part, mais également de connaître les entrées du système pour calculer le point d'équilibre d'autre part. La seconde explication est la difficulté pour générer des trajectoires d'ordre élevé dans un contexte d'électronique de puissance. Il est possible de contourner ces difficultés en recourant à des boucles imbriquées comme dans [11]. Le degré relatif de chaque trajectoire est ainsi réduit et il n'est plus forcément nécessaire de calculer le point d'équilibre à partir des entrées. Cependant on dégrade la dynamiques d'asservissement qui est un atout majeur de la régulation par platitude à une boucle.

Cette article se penche sur le contrôle d'un convertisseurs PEM muni d'un filtre LCL coté alternatif pour une application de conversion AC-DC. La régulation par platitude requiert, dans le meilleur des cas, jusqu'à 10 capteurs, alors qu'une structure à deux boucles à base de PI peut se contenter de 5 capteurs. Une solution de cette article est d'ajouter un estimateur de paramètres permettant de se passer des capteurs d'entrée du système, économisant ainsi trois capteurs. Une solution analogue a déjà été mise en œuvre dans [12]. De plus, il est proposé une méthode de génération des trajectoires de références ne nécessitant pas de multiples dérivation, permettant de s'affranchir des bruits de mesure. La 1^{ère} partie de l'article présente le système considéré avec ses équations, puis rappelle quelques concepts de base de la régulation par platitude et les hypothèses nécessaires. La 2^e partie aborde la stratégie de génération des trajectoires. La 3^e partie présente l'estimateur de paramètres utilisé. La dernière section propose une validation expérimentale de l'algorithme et une comparaison des performances avec des stratégies à deux boucles.

2. MISE EN EQUATION ET REGULATION PAR PLATITUDE

2.1. Système Considéré & Mise en équation

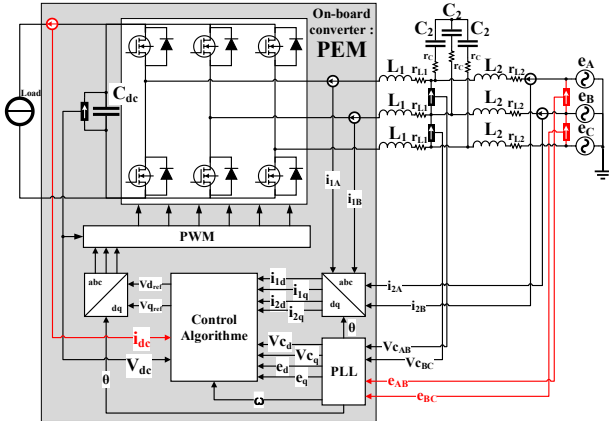


Figure 1 : Redresseur avec filtre LCL d'entrée et instrumentation

Le redresseur triphasé muni de son filtre LCL d'entrée illustré Figure 1 est modélisé et contrôlé dans le repère diphasé synchrone. La transformation triphasé/diphasé utilisée conserve la puissance (Concordia) plutôt que la norme des vecteurs (Clark). Les filtres et toutes les grandeurs triphasées sont supposés équilibrés. La fréquence de découpage est supposée suffisamment élevée pour pouvoir assimiler toutes les grandeurs à leur premier harmonique. Le convertisseur deux niveaux est assimilé à deux sources de tension idéale coté alternatif et à une source de courant idéale coté continu.

Le modèle moyen avec pertes de la Figure 2 conduit au système d'équations (1). Les éléments en couleur correspondent aux termes de Park qui illustrent le couplage existant entre les axes directs et en quadrature.

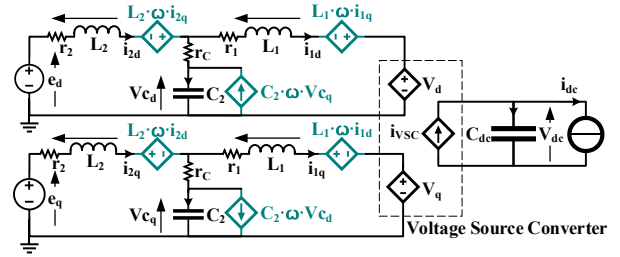


Figure 2 : Modèle moyen dans le repère diphasé synchrone dq

$$\begin{cases} L_1 \cdot \dot{i}_{1d} = -(r_1 + r_c) \cdot i_{1d} + r_c \cdot i_{2d} + V_{c_d} - V_d + L_1 \cdot \omega \cdot i_{1q} \\ L_1 \cdot \dot{i}_{1q} = -(r_1 + r_c) \cdot i_{1q} + r_c \cdot i_{2q} + V_{c_q} - V_q - L_1 \cdot \omega \cdot i_{1d} \\ L_2 \cdot \dot{i}_{2d} = -(r_2 + r_c) \cdot i_{2d} + r_c \cdot i_{1d} + e_d - V_{c_d} + L_2 \cdot \omega \cdot i_{2q} \\ L_2 \cdot \dot{i}_{2q} = -(r_2 + r_c) \cdot i_{2q} + r_c \cdot i_{1q} + e_q - V_{c_q} - L_2 \cdot \omega \cdot i_{2d} \\ C_2 \cdot V_{c_d} = i_{2d} - i_{1d} + C_2 \cdot \omega \cdot V_{c_q} \\ C_2 \cdot V_{c_q} = i_{2q} - i_{1q} - C_2 \cdot \omega \cdot V_{c_d} \\ C_{dc} \cdot \dot{V}_{dc} = (V_d \cdot i_{1d} + V_q \cdot i_{1q}) / V_{dc} - i_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

2.2. Platitude du modèle

La théorie de la platitude, introduite dans [13], exploite les propriétés de la dérivée de Lie dans le cadre de la géométrie différentiel. Un système différentiel plat est décrit par (2).

$$\begin{cases} x \in \mathbb{R}^n & u \in \mathbb{R}^m \text{ et } Y \in \mathbb{R}^m \\ Y = \Phi(x, u) \\ x = \varphi(Y, \dot{Y}, \dots, Y^{(r)}) \\ u = \psi(Y, \dot{Y}, \dots, Y^{(r+1)}) \end{cases} \quad (2)$$

x représente l'état du système, u est le vecteur de commande du système dans l'espace d'état et Y représente la sortie plate. Les fonctions Φ , φ & ψ sont des fonctions arbitraires suffisamment régulières en x , u & Y . Prouver la platitude d'un modèle revient à trouver les expressions de la sortie plate Y ainsi que des fonctions Φ , φ et ψ qui correspondent aux équations de passage entre l'espace d'état et l'espace des sorties plates. L'intérêt de ce changement d'espace est double. D'une part l'asservissement dans l'espace des sorties plates possède des propriétés intéressantes du point de vue du contrôle et seront abordées dans la section 2.4. D'autre part toute la dynamique du système est incluse dans l'expression des équations de passage. Il est possible de réaliser une commande de type « feed-forward » sans dynamique de zéro instable.

Il n'existe pas de critère, a priori, pour statuer qu'un système est plat avant d'avoir déterminé la sortie plate ainsi que les fonctions permettant le changement de variable. Le choix de la sortie plate candidate, théoriquement libre, comporte quelques contraintes. Si l'on désire assurer une certaine immunité face aux incertitudes de modélisation, il est préférable de choisir une sortie plate où la grandeur à réguler y est prépondérante.

Les vecteurs d'état, respectivement de commande, considérés pour le système décrit par le modèle de la Figure 2 sont $x = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ V_{c_d} \ V_{c_q} \ V_{dc}]^T$, respectivement $u = [V_d \ V_q]^T$. D'après (2) la sortie plate dispose de deux coordonnées linéairement indépendantes. Ici, la première coordonnée $Y_1(x)$ est choisie comme étant l'énergie totale contenu dans les éléments passif du système. L'asservissement de cette première coordonnée sera équivalent à l'asservissement de la tension du bus continu si l'énergie stockée dans le bus capacitif y est

prépondérante. Afin d'assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la 2^e coordonnée est choisie comme étant la puissance réactive à l'entrée du système. Ceci conduit à la sortie plate $Y(x)$ exprimée par (3).

$$Y(x) = \left(\frac{L_1(i_{1d}^2 + i_{1q}^2) + L_2(i_{2d}^2 + i_{2q}^2) + C_2(V_{cd}^2 + V_{cq}^2) + C_{dc}V_{dc}^2}{e_q \cdot i_{2d} - e_d \cdot i_{2q}} \right) \quad (3)$$

Afin d'établir la propriété de platitude du modèle, il est nécessaire de procéder aux hypothèses suivantes :

- Système sans pertes : $r_1 = r_2 = r_c = 0$
- Charge à puissance constante : $i_{dc} = P_{charge}/V_{dc}$
- Dynamique des entrées nulle : $\dot{e}_d = \dot{e}_q = P_{charge} = 0$

L'inversion du modèle nécessite en tout 9 équations. La sortie plate candidate comporte déjà 2 expressions, les 7 expressions supplémentaires s'obtiennent en calculant les dérivées temporelles successives de la sortie plate candidate. On utilise pour cela la dérivée de Lie dont les expressions sont données dans la liste d'équation (4)-(10) :

$$\dot{Y}_1 = \mathcal{L}_f Y_1 = \Phi_3(x) = e_d \cdot i_{2d} + e_q \cdot i_{2q} - P_{charge} \quad (4)$$

$$\dot{Y}_2 = \mathcal{L}_f Y_2 = \Phi_4(x) = \frac{e_d}{L_2} (e_d - V_{cd} + L_2 \omega i_{2q}) - \frac{e_d}{L_2} (e_q - V_{cq} - L_2 \omega i_{2d}) \quad (5)$$

$$\ddot{Y}_1(x) = \mathcal{L}_f(\mathcal{L}_f Y_1) = \Phi_5(x) = \frac{e_d}{L_2} (e_d - V_{cd} + L_2 \omega i_{2q}) + \frac{e_d}{L_2} (e_q - V_{cq} - L_2 \omega i_{2d}) \quad (6)$$

$$\ddot{Y}_2(x) = \mathcal{L}_f(\mathcal{L}_f Y_2) = \Phi_6(x) = \frac{e_d \omega}{L_2} (e_d - V_{cd} + L_2 \omega i_{2q}) + \frac{e_q \omega}{L_2} (e_q - V_{cq} - L_2 \omega i_{2d}) - \frac{e_d}{(L_2 C_2)(i_{1q} - i_{2q} + C_2 \omega V_{cd})} - \frac{e_q}{(L_2 C_2)(i_{2d} - i_{1d} + C_2 \omega V_{cq})} \quad (7)$$

$$\ddot{Y}_1(x) = \mathcal{L}_f^3 Y_1 = \Phi_7(x) \quad (8)$$

$$\ddot{Y}_2(x) = \mathcal{L}_f^3 Y_2 = \Phi_8(x, V_d, V_q) \quad (9)$$

$$Y_1^{(4)}(x) = \mathcal{L}_f^4 Y_1 = \Phi_9(x, V_d, V_q) \quad (10)$$

L'inversion du modèle conduit aux équations de passage de l'espace des sorties plates vers l'espace d'état. Les expressions de l'état en fonction des sorties plate (11)-(17) :

$$i_{1d} = \varphi_1(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_2, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_1) \quad (11)$$

$$i_{1q} = \varphi_2(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_2, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_1) \quad (12)$$

$$i_{2d} = \varphi_3(Y_2, \dot{Y}_1) = \frac{e_d P_{charge} + e_d \dot{Y}_1 + e_q Y_2}{e_d^2 + e_q^2} \quad (13)$$

$$i_{2q} = \varphi_4(Y_2, \dot{Y}_1) = \frac{e_q P_{charge} + e_q \dot{Y}_1 + e_d Y_2}{e_d^2 + e_q^2} \quad (14)$$

$$V_{cd} = \varphi_5(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1) = \frac{e_d e_q^2 + e_d^3 + e_d L_2 \ddot{Y}_1 + e_q L_2 \ddot{Y}_2 + e_q L_2 \omega (P_{charge} + \dot{Y}_1) - e_d L_2 \omega Y_2}{e_d^2 + e_q^2} \quad (15)$$

$$V_{cq} = \varphi_6(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1) = \frac{e_q e_d^2 + e_q^3 + e_d L_2 \ddot{Y}_2 + e_q L_2 \ddot{Y}_1 + e_d L_2 \omega (P_{charge} + \dot{Y}_1) - e_q L_2 \omega Y_2}{e_d^2 + e_q^2} \quad (16)$$

$$V_{dc} = \varphi_7(Y_1, Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_2, \ddot{Y}_1) \quad (17)$$

Ainsi que les expressions de la commande en fonction des sorties plates (18) :

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \psi_d(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_2, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_1, Y_1^{(4)}) \\ \psi_q(Y_2, \dot{Y}_1, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_2, \ddot{Y}_1, \ddot{Y}_1, Y_1^{(4)}) \end{pmatrix} \quad (18)$$

L'ensemble des calculs ont été réalisés avec l'aide de l'outil de calcul formel intégré à Matlab. Afin de ne pas surcharger l'article, certaines expressions ne sont pas détaillées.

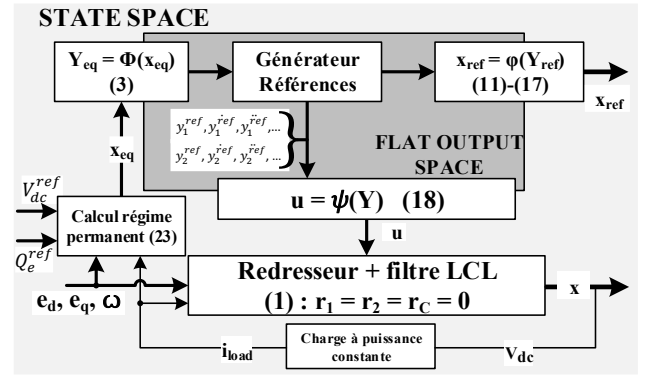


Figure 3 : Système idéal en boucle ouverte

2.3. Validation des expressions par simulation

La longueur et la complexité de certaines expressions rend délicat la vérification algébrique. Le but de cette simulation est double. Elle doit à la fois vérifier l'exactitude des expressions, et montrer les capacités de la platitude en suivant de trajectoire. Le système implémenté en simulation est résumé sur la Figure 3 et respecte scrupuleusement les hypothèses de la section 2.2 de sorte qu'il y a pas de différences entre les équations de la commande et les équations du modèle asservi. Le générateur de trajectoire utilise la méthode par intégration présentée dans la section 3. Le calcul du régime permanent est expliqué dans la section 2.4.2.

Le système est initialisé à son point d'équilibre avec les entrées suivantes : $e_d = 221V$ (128Vrms), $e_q = 0$, $\omega = 1260\text{rd/s}$, $P_{charge} = 1\text{kW}$. Les entrées restent constantes. Les références à l'état initial sont : $V_{dc}^{ref} = 376V$ & $Q_e^{ref} = 0\text{Var}$. À $t = 0,25\text{sec}$ la référence de la tension de sortie passe de 376V à 540V. Puis à 0,5sec la référence de la puissance réactive d'entrée passe de 0Var à 1kVar. La réponse du système asservi avec la commande d'expression (18) est présentée sur la Figure 4.

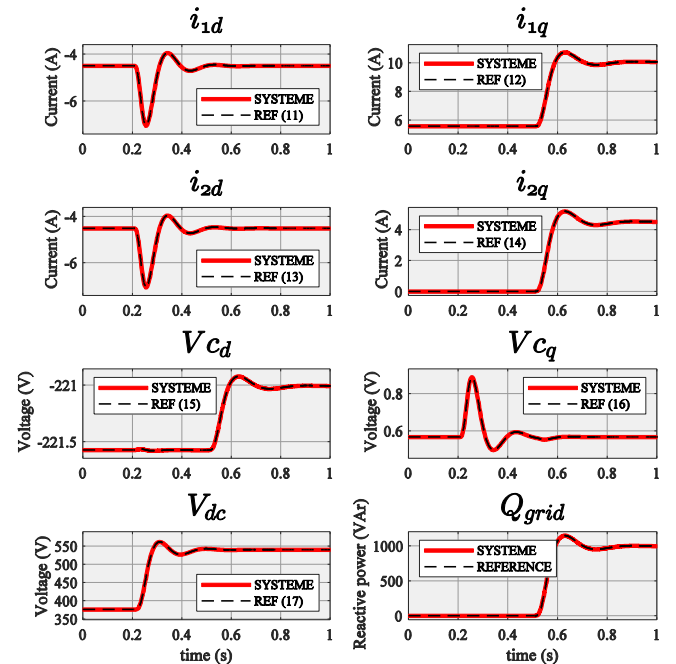


Figure 4 : Vérification des expressions de la commande en boucle ouverte. Pointillés noir : Trajectoires de référence. Rouge : Trajectoires du système asservi

En rouge sont représentés les évolutions des variables d'état du système. En pointillés noir sont représentées les variables d'état de « référence » calculées à partir des expressions de la liste (11)-(17). En l'absence d'incertitude de modèle entre la commande et le système, les variables d'état du système doivent

parfaitement se superposer avec les variables d'état de référence ce qui peut être vérifié sur la Figure 4. Dans les applications d'électronique de puissance, cette hypothèse n'est bien évidemment pas valable et il est nécessaire de corriger la commande pour compenser les erreurs de modèle.

2.4. Principe de régulation par platitude

L'idée de la régulation par platitude est de ne plus travailler dans l'espace d'état mais dans l'espace des sorties plates. L'avantage de travailler dans l'espace des sorties plates est double : 1. La dimension de la sortie à asservir est généralement plus petite que dans l'espace d'état. 2. Grace aux équations de passages (4)-(10), la mesure de l'état permet de reconstruire les dérivées successives de la sortie plate. Il est ainsi possible de réaliser une linéarisation entrée-sortie qui permet un control globalement stable même en utilisant un contrôle linéaire [10]. Enfin l'asservissement dans l'espace des sorties plates permet d'utiliser l'expression de la commande (18) incluant toutes les dynamiques. Il est ainsi possible d'utiliser un contrôle linéaire privilégiant la robustesse plutôt que la performance dynamique.

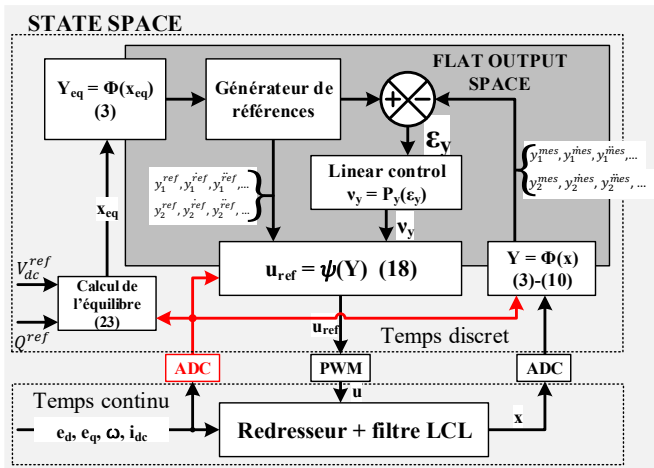


Figure 5 : Schéma simplifié de la régulation par platitude

2.4.1. Régulateur linéaire

Pour la régulation des deux coordonnées, un régulateur par placement de pôle est utilisé pour régler la dynamique de l'erreur ε_Y . Le degré du régulateur pour chaque coordonnée se déduit de l'expression (18). L'usage d'un intégrateur pour éliminer l'erreur statique ajoute un degré supplémentaire au régulateur. Le cas de la 1^{ère} coordonnée est détaillé ci-dessous. v_{Y_1} représente la sortie du régulateur dans l'expression (19).

$$\begin{cases} 0 = K_0 \int \varepsilon_{Y_1} + K_1 \varepsilon_{Y_1} + K_2 \dot{\varepsilon}_{Y_1} + K_3 \ddot{\varepsilon}_{Y_1} + K_4 \varepsilon_{Y_1}^{(4)} + (Y_1^{ref(4)} - v_{Y_1}) \\ \varepsilon_{Y_1} = Y_1^{ref} - Y_1^{mes} \end{cases} \quad (19)$$

L'expression (20) permet l'identification des coefficients K_i ($i \in \llbracket 0,4 \rrbracket$) du polynôme caractéristique du régulateur pour reproduire la réponse de systèmes d'ordre 1 et 2 mis en cascade.

$$\begin{aligned} P_{Y_1}(X) &= K_0 + K_1 \cdot X + K_2 \cdot X^2 + K_3 \cdot X^3 + K_4 \cdot X^4 + X^5 \\ &= (X - \omega_1) \cdot (X^2 + 2 \cdot \xi_1 \cdot \omega_1 \cdot X + \omega_1^2)^2 \end{aligned} \quad (20)$$

La même méthode est employée pour la 2^{ème} coordonnée où v_{Y_2} représente la sortie du régulateur d'expression (21).

$$\begin{cases} 0 = K_0 \int \varepsilon_{Y_2} + K_1 \varepsilon_{Y_2} + K_2 \dot{\varepsilon}_{Y_2} + K_3 \ddot{\varepsilon}_{Y_2} + (Y_2^{ref} - v_{Y_2}) \\ \varepsilon_{Y_2} = Y_2^{ref} - Y_2^{mes} \end{cases} \quad (21)$$

Le polynôme (22) fixe la dynamique du régulateur.

$$\begin{aligned} P_{Y_2}(X) &= K_0 + K_1 \cdot X + K_2 \cdot X^2 + K_3 \cdot X^3 + X^4 \\ &= (X^2 + 2 \cdot \xi_2 \cdot \omega_2 \cdot X + \omega_2^2)^2 \end{aligned} \quad (22)$$

Pour obtenir la commande en boucle fermée, il suffit ensuite de remplacer $Y_1^{ref(4)}$, respectivement $Y_2^{ref(4)}$, par v_{Y_1} ,

respectivement v_{Y_2} , dans l'expression (18). Les références nécessaires pour générer les dérivés des erreurs ε_{Y_1} et ε_{Y_2} s'obtiennent via le générateur de références détaillé dans la section 3.

2.4.2. Sorties plates de références

Les sorties plates de références doivent correspondre à un état d'équilibre du système. Pour cela, les sorties plates de références doivent être calculées à partir des variables d'état estimées en régime permanent et dont l'évolution est imposée par les références V_{dc}^{ref} & Q^{ref} et les fluctuations des entrées. L'équilibre est estimé à partir du système (23).

$$\begin{cases} 0 = \overline{V}_{c_d} - \overline{V}_d + L_1 \cdot \omega \cdot \overline{i}_{1q} \\ 0 = \overline{V}_{c_q} - \overline{V}_q - L_1 \cdot \omega \cdot \overline{i}_{1d} \\ 0 = e_d - \overline{V}_{c_d} + L_2 \cdot \omega \cdot \overline{i}_{2q} \\ 0 = e_q - \overline{V}_{c_q} - L_2 \cdot \omega \cdot \overline{i}_{2d} \\ 0 = \overline{i}_{2d} - \overline{i}_{1d} + C_2 \cdot \omega \cdot \overline{V}_{c_q} \\ 0 = \overline{i}_{2q} - \overline{i}_{1q} - C_2 \cdot \omega \cdot \overline{V}_{c_d} \\ 0 = \overline{V}_d \cdot \overline{i}_{1d} + \overline{V}_q \cdot \overline{i}_{1q} - V_{dc}^{ref} \cdot i_{dc} \\ Q^{ref} = e_q \cdot \overline{i}_{2d} - e_d \cdot \overline{i}_{2q} \end{cases} \quad (23)$$

A partir de l'estimation de l'état d'équilibre, il est possible de calculer la sortie plate à l'état d'équilibre avec l'expression (3). Il faut ensuite générer toutes les dérivées successives de référence. Cette étape cruciale est rendue délicate par la présence de mesures dans l'estimation de l'équilibre et est le sujet de la section suivante.

3. GENERATION DES TRAJECTOIRES

La méthode la plus simple et la plus répandue pour générer les références, illustrée en Figure 6, consiste à filtrer la sortie plate de référence à l'aide d'un filtre d'ordre suffisamment élevé pour obtenir une référence suffisamment régulière à laquelle on va appliquer les dérivations successives. Pour des systèmes d'ordre élevé, la mise en pratique impose généralement de très largement sur-filtrer la référence pour limiter la sensibilité au bruit, ce qui grève complètement les performances. La dynamique de régulation sur la sortie plate reste excellente, mais les références varient trop lentement pour que le système puisse réagir rapidement aux variations des entrées.

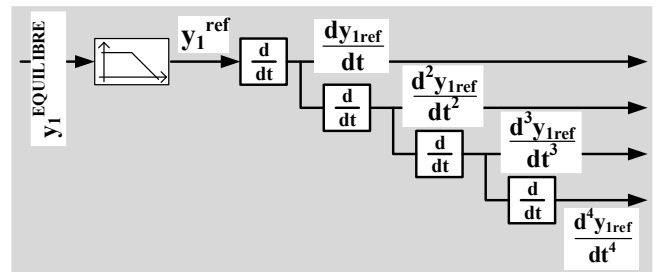


Figure 6 : Génération des références par dérivation (1^{ère} coordonnée)

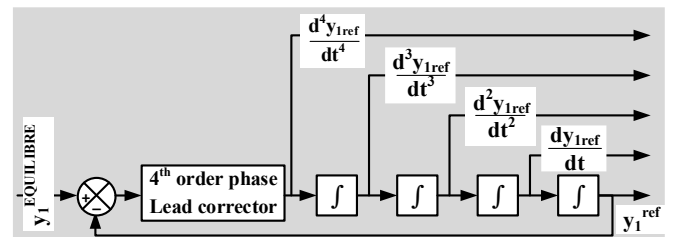


Figure 7 : Génération des références par intégration (1^{ère} coordonnée)

La solution proposée ici est d'emprunter le chemin en sens inverse en reconstruisant les dérivées successives par intégration successive comme illustré sur la Figure 7. La sortie plate synthétisée à partir du calcul du point d'équilibre n'est plus

filtrée et constitue un objectif à atteindre. Il est pour cela nécessaire de recourir à un régulateur intermédiaire qui sera chargé de reproduire la sortie plate à l'équilibre à travers un système fictif constitué d'intégrateurs successifs. La sortie du dernier intégrateur sera la sortie plate de référence.

Il est possible d'utiliser tout type de régulateur pour remplir cette objectif. Dans ce papier, le choix s'est porté sur un correcteur à avance de phase pour rétablir la stabilité de la boucle. Son expression dans l'espace de Laplace pour la génération de la première coordonnée (24) et de la seconde coordonnée (25).

$$H_{4th}(s) = K_{4th} \cdot \left(\frac{1+s/\omega_1}{1+s/\omega_2} \right)^4 \text{ with } \omega_1 < \omega_2 \quad (24)$$

$$H_{3rd}(s) = K_{3rd} \cdot \left(\frac{1+s/\omega_3}{1+s/\omega_4} \right)^3 \text{ with } \omega_3 < \omega_4 \quad (25)$$

La dynamique d'asservissement de ce régulateur intermédiaire peut être choisie la plus haute possible afin de pouvoir reproduire au mieux les variations de l'objectif. Il s'agit d'un cas de régulation idéal car les incertitudes de modèle sont pratiquement absentes, en dehors des problèmes de discrétisation. Dans le cadre de cet article, les correcteurs sont réglés conformément au tableau ci-dessous.

TABLE I : Générateur de références – Réglage des gains

1 ^{ère} coordonnée	$K_{4th} = 4 \cdot 10^5$	$\omega_c = 126rd/s$	$\omega_1 = \frac{\omega_c}{5}$	$\omega_2 = 5 \cdot \omega_c$
2 nd coordonnée	$K_{3rd} = 1.6 \cdot 10^4$	$\omega_c = 126rd/s$	$\omega_3 = \frac{\omega_c}{5}$	$\omega_4 = 5 \cdot \omega_c$

Où ω_c représente la pulsation de coupure du système composé du correcteur à avance de phase et des intégrateurs successifs. La fréquence d'échantillonnage peut vite devenir un facteur limitant pour la fréquence de coupure du générateur car les pôles du filtre atteignent vite la fréquence de Nyquist.

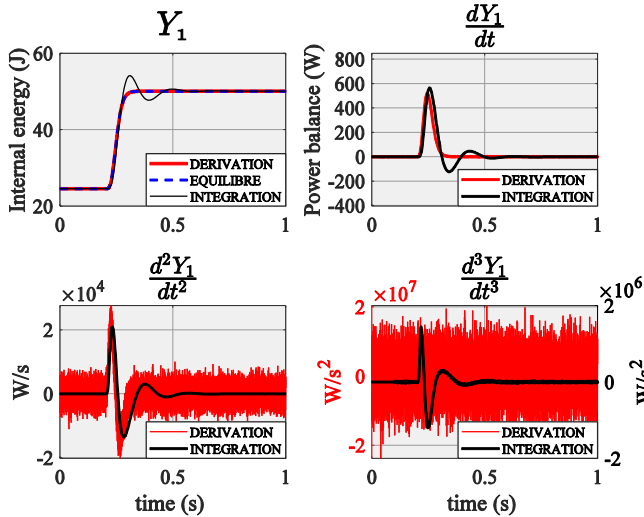


Figure 8 : Génération des références de la 1ère coordonnée. En noire avec la méthode par dérivation. En rouge avec la méthode par intégration. En pointillé bleu, la sortie plate désirée à l'équilibre

La méthode à base d'intégration proposée dans cet article est comparée à la méthode plus classique reposant sur la génération directe des dérivées. Pour la méthode classique, le filtre utilisé se compose de deux filtres du 2nd ordre mis en cascade afin d'obtenir une référence suffisamment régulière. L'amortissement de chaque filtre est unitaire et de fréquence de coupure 3140rd/s. Un bruit blanc a été ajouté sur chaque mesure des entrées (Densité de puissance 1μW, période d'échantillonnage 50μs, graine variable pour chaque entrée). La génération de la première coordonnée est utilisée comme illustration des performances. Une variation de la référence de

tension de sortie est appliquée pour comparer les deux méthodes. La méthode classique permet un meilleur suivi de la sortie plate à l'équilibre mais le bruit de mesure commence à apparaître dès la seconde dérivation, ce qui rend les dérivées d'ordre supérieur inexploitable. La méthode par intégration offre des performances dynamiques en retrait mais permet de repousser la sensibilité au bruit.

4. ESTIMATEURS DE PARAMETRES

4.1. Présentation

L'estimateur est issu sur la famille des observateurs d'état perturbatif introduits dans [14]. Il s'appuie intégralement sur la version proposée et détaillée dans [15] qui est spécialement adaptée aux applications de l'électronique de puissance. L'estimateur s'applique aux système prenant la forme (26).

$$\begin{cases} \dot{X} = \begin{pmatrix} \dot{x} \\ \dot{\gamma} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} f(x,u) + g(x,u) \cdot p \\ 0 \end{pmatrix} \\ Y = x \end{cases} \quad (26)$$

- $x \in \mathcal{R}^n$: vecteur d'état du système d'origine
- $\gamma \in \mathcal{R}^m$: vecteur des paramètres inconnus
- $X \in \mathcal{R}^{n+m}$: vecteur d'état du système augmenté
- $Y \in \mathcal{R}^n$: vecteur des sorties mesurées
- f & g_γ : fonctions non-linéaires de x & u (vecteur commande) respectivement de taille $\mathcal{R}^n$ & $\mathcal{R}^{n \times m}$.

Pour cette classe de système, l'estimateur est défini par (27) :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = f(x,u) + g(x,u) \cdot \hat{\gamma} - S \cdot \delta_x \\ \dot{\hat{\gamma}} = K_p \cdot \delta_x - K_i \cdot \delta_x - g^T(x,u) \cdot \delta_x \end{cases} \quad (27)$$

Avec :

- $\hat{x} \in \mathcal{R}^n$ l'état estimé
- $\hat{\gamma} \in \mathcal{R}^m$ les paramètres estimés
- $\delta_x = \hat{x} - x$ l'erreur d'estimation sur l'état

Les matrices de gain K_p & K_i sont définies par (28).

$$\begin{cases} K_p \cdot g(x,u) = -P \\ K_i = K_p \cdot S \end{cases} \quad (28)$$

Avec :

- $S \in \mathcal{R}^{n \times n}$ matrice définie-postive.
- $P \in \mathcal{R}^{m \times m}$ matrice définie-postive.

Ces matrices permettent de régler la dynamique d'estimation de l'état et des paramètres et garantissent la convergence exponentielle de l'estimation [15].

4.2. Application au système considéré

Le modèle du système augmenté des paramètres à estimer est donné Figure 9. Les paramètres à estimer sont représentés en

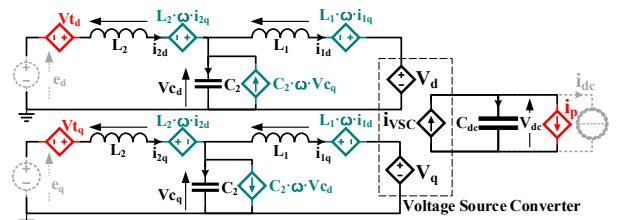


Figure 9 : Modèle moyen diphasé du système avec estimateur

rouge. Les éléments résistifs sont négligés car très mal connus et seront intégralement compensés par l'estimateur. Les éléments grisés en pointillés représentent les variables d'entrée

initialement mesurées qui seront remplacées par leur valeur estimée.

Le modèle moyen diphasé de la Figure 9 peut se mettre sous la forme (26) avec les conventions suivants :

- $x = [i_{1d} \ i_{1q} \ i_{2d} \ i_{2q} \ V_{cd} \ V_{cq} \ V_{dc}]^T$
- $u = [V_d \ V_q]^T$
- $\gamma = [V_{td} \ V_{tq} \ i_p]^T$
- $g(x, u)$ définie dans (29) et $f(x, u)$ définie dans (1) de la section 2.1 avec $r_1 = r_2 = r_c = 0$.

$$g(x, u) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1/L_2 & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/C_{dc} \end{bmatrix} \quad (29)$$

D'après (28), le calcul des gains de l'observateur fait intervenir l'inverse de la matrice $g(x, u)$. Dans le cas présent cette matrice n'est pas carrée et il faut donc utiliser la pseudo-inverse qui peut conduire à une infinité de solutions. Cette matrice étant constante, le plus simple est de définir la pseudo-inverse $g(x, u)^{-1}$ comme dans (30).

$$g(x, u)^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -C_{dc} \end{bmatrix} \quad (30)$$

Les paramètres V_{td} , V_{tq} & i_p sont orientés de la même façon que les capteurs qu'ils visent à remplacer. Sous réserve que tout l'état x soit mesuré, les critères dans [16] & [17] pour l'observabilité du système augmenté sont remplis.

4.3. Platitude du modèle avec estimateur de paramètres

Pour intégrer l'estimation à la régulation par platitude, il faut modifier la 2nd coordonnée de la sortie plate définie dans la section 2.2 comme suit :

$$Y_2(x) = (e_q + V_{tq}) \cdot i_{2d} - (e_d + V_{td}) \cdot i_{2q} \quad (31)$$

La première coordonnée ne nécessite pas de modification car les entrées n'interviennent pas directement dans son expression. Il faut en revanche modifier les expressions pour le calcul du point d'équilibre. Enfin la propriété de platitude doit être vérifiée en utilisant les équations du système augmenté de la Figure 9.

Sous réserve que les paramètres estimés respectent les hypothèses de la section 2.2 : $V_{td} = 0$, $V_{tq} = 0$ et que i_p estime le courant d'une charge à puissance constante, la propriété de platitude du modèle augmenté est préservée. Toutes les nouvelles expressions (3)-(18) & (23) avec les paramètres

estimés s'obtiennent avec les substitutions suivantes : $i_{dc} \rightarrow i_{dc} + i_p$, $e_d \rightarrow e_d + V_{td}$, $e_q \rightarrow e_q + V_{tq}$.

Les variables i_{dc} , e_d et e_q liées aux mesures des entrées sont préservées pour obtenir des expressions générales et peuvent être fixées à zéros si les capteurs sont retirés. L'intégration de l'estimateur de paramètre conduit au schéma de régulation de la Figure 10.

5. VALIDATION EXPERIMENTAL

La mise en œuvre d'une régulation dans le repère diphasé synchrone requiert l'utilisation d'une PLL pour synchroniser le convertisseur avec le réseau électrique. Cela nécessite de mesurer, au choix, les tensions du réseau ou les tensions aux bornes des condensateurs du filtre LCL. Etant donné que l'objectif de l'estimateur de paramètre est de se passer des capteurs d'entrée, ce sont les tensions des condensateurs qui seront utilisées.

5.1. Base de comparaison : Stratégie à deux boucles

Les performances de la régulation par platitude avec le nouveau générateur de trajectoire et couplée à l'estimateur de paramètres sont comparées avec la stratégies de régulation à deux boucles imbriquée dont le détail des expressions est donné dans la TABLE II. La boucle externe régule l'énergie du bus continu, tandis que la boucle interne régule les courants dans les bobines connectées au convertisseur.

TABLE II : Expression des boucles de régulation

Boucle externe	$0 = K_i^{ext} \int \varepsilon_{\mathcal{H}} \cdot dt + K_p^{ext} \cdot \varepsilon_{\mathcal{H}} + K_d^{ext} \cdot (\mathcal{H}^{ref} - (p^{ref} - p^{charge}))$
Référence courant*	$i_{1d}^{ref} = \frac{p^{ref} \cdot V_{cd} + Q^{ref} \cdot V_{cq}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2} \quad \& \quad i_{1q}^{ref} = \frac{p^{ref} \cdot V_{cq} - Q^{ref} \cdot V_{cd}}{V_{cd}^2 + V_{cq}^2}$
Boucle interne	$\begin{cases} V_{dq}^{PI} = K_i^{PI} \cdot \int \varepsilon_{dq}^i \cdot dt + K_p^{PI} \cdot \varepsilon_{dq}^i \\ V_d^{ref} = V_d^{PI} + V_{cd} - L_1 \cdot \omega \cdot i_{1d} \quad V_q^{ref} = V_q^{PI} + V_{cq} + L_1 \cdot \omega \cdot i_{1q} \end{cases}$

* : $\mathcal{H}^{ref} = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^{ref^2}$ et $\varepsilon_{\mathcal{H}} = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc}^{ref^2} - V_{dc}^2)$

La mesure des tensions à l'entrée des bobines du convertisseur permet d'intégrer les variations des tension d'entrée dans la génération des références de courant. Le dimensionnement des gains du régulateur d'énergie est ainsi indépendant du point de fonctionnement du réseau. Le réglage des gains pour les boucles externe et interne est donné dans la TABLE III. La boucle externe est réglée avec un amortissement ξ_{ext} de 0.707 et une pulsation de coupure ω_{ext} de 628rd/s. La pulsation de coupure de la boucle interne est fixée à 6280rd/s. Les fréquences de coupure des filtres de mesure d'entrée (V_{cd} et V_{cq}) et de sortie (p^{charge}) sont fixées à $\omega_f^{int} = 1256rd.s^{-1}$ et $\omega_f^{out} = 6280rd.s^{-1}$. Le réglage des gains et des fréquences correspond à un équilibre entre les performances dynamiques et les limites de stabilité.

TABLE III : Réglage des gains

Boucle externe	$K_i^E = \omega_{ext}^2 \quad K_p^E = 2 \cdot \xi_{ext} \cdot \omega_{ext} \quad K_d^E = 1$
Boucle interne	$\tau_i = \frac{L_1}{r_1} \quad K_p^{PI} = L_1 \cdot \omega_{int} \quad K_i^{PI} = \frac{K_p^{PI}}{\tau_i}$

5.2. Plateforme expérimentale

Le control par platitude avec estimateur du système présenté à la section 4.3 est validé avec le dispositif expérimental illustré sur la Figure 11 et la Figure 12. Le convertisseur PEM est réalisé avec un onduleur triphasé deux niveaux. Les interrupteurs sont des Mosfet SiC et sont reliés aux condensateurs film de l'étage continu via un bus-barre assélique. Le réseau alternatif est réalisé avec une machine synchrone à aimants entraînée par une seconde machine tournante pilotée par un variateur de vitesse.

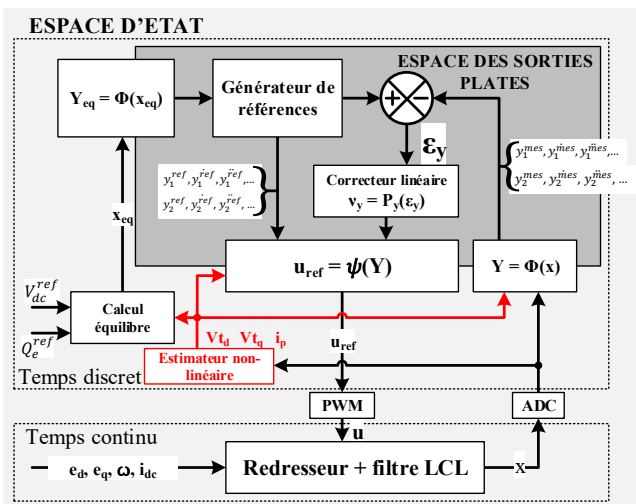


Figure 10. Régulation par platitude avec estimateur de paramètres

La charge continue est un banc de résistances commutables. Les inductances coté convertisseur du filtre LCL sont bobinées autour d'un tore en poudre de fer de chez Magnetics® (HighFlux™ 58167). Il s'agit d'un matériau avec une courbe de saturation douce, l'inductance varie donc sur une période de fonctionnement. La valeur de l'inductance est ajustée à +/-20% afin de vérifier le comportement de l'algorithme lorsque le filtre n'est pas parfaitement équilibré. Les condensateurs du filtre LCL sont en film MKP. Le contrôle est implémenté sur une cible temps réel dSpace® µLabBox™ 1202 supervisée par la solution logiciel du fabricant ControlDesk™.

TABLE IV : Elements passifs

Symbol	Quantity	Value/Unity
C_{dc}	Capacitance du bus continu	$100\mu F < C_{dc}$ $< 500\mu F$
r_1	Résistance série équivalente de L_1 (estimée)	0.1Ω
L_1	Inductance côté convertisseur	$500\mu H$
L_2	Inductance statorique de la machine	$1500\mu H$
C_2	Capacitance du filter LCL	$20\mu F$

La période MLI du convertisseur est de 40kHz et la fréquence d'échantillonnage de 20kHz. Les mesures de courant pour le control sont réalisées avec des capteurs magnéto-résistif à haute bande passante Sensitec® CMS3050. Les mesures de tension pour le contrôle sont réalisées avec des sondes de tension différentielles Testec® SI-9002. L'analyse harmonique est confiée à l'analyser de puissance Yokogawa® WT1800 qui utilise ses propres capteurs pour les mesures et avec la bande passante maximale de l'équipement. L'analyse du THD est réalisée avec les 42 premiers harmoniques et le résultat est exprimé relativement au fondamental.

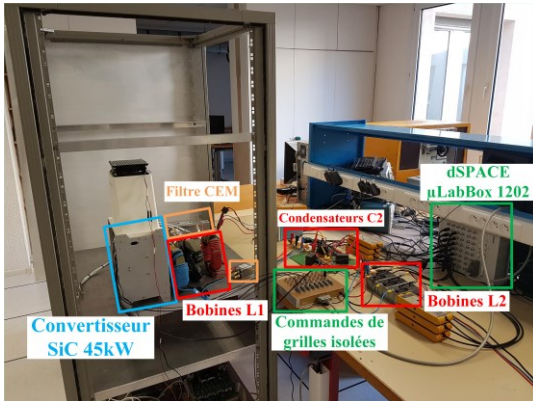


Figure 11 : Banc d'essai - Système convertisseur électrique avec filtres

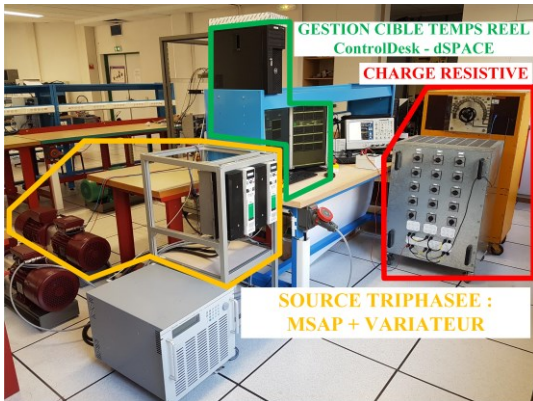


Figure 12 : Banc d'essai - Gestion environnement électrique

5.3. Résultats expérimentaux

La tension nominale de sortie du PEM est de 540V. Cette valeur peut être modifiée pour ajuster finement la puissance de

sortie. Le réglage des régulateur et de l'estimateur sont fournis dans la TABLE V.

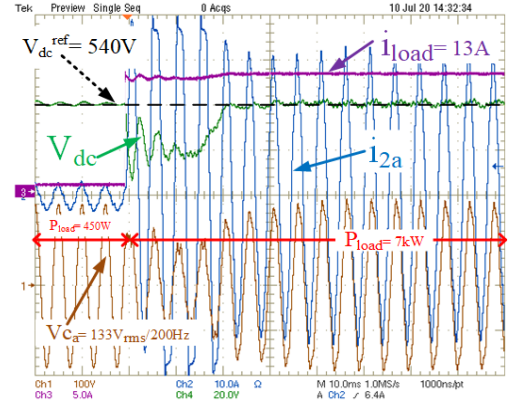


Figure 13. Control par platitude : Echelon de puissance de 450W à 7kW

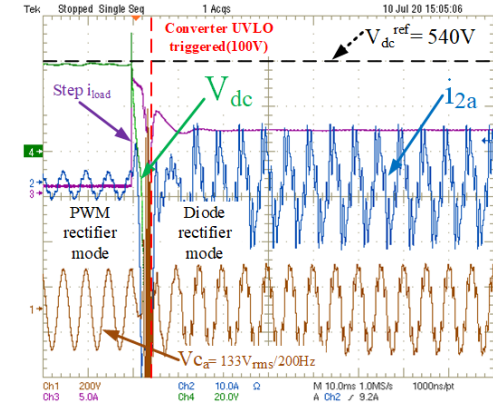


Figure 14. Control à deux boucles : Echelon de puissance de 450W à 7kW

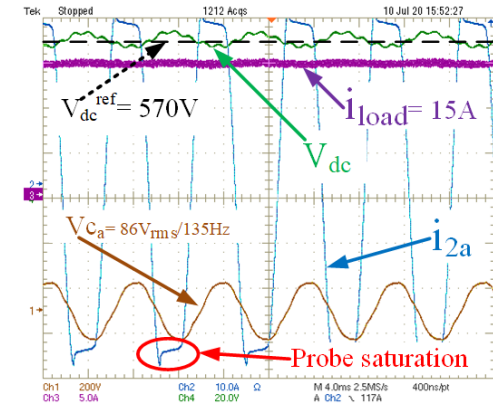


Figure 15. Control par platitude : Puissance maximale de sortie

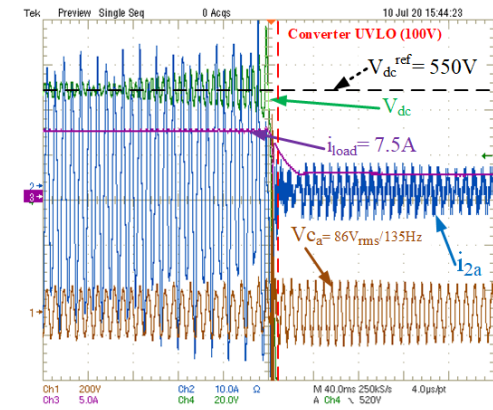


Figure 16. Control à deux boucles : Puissance maximale de sortie

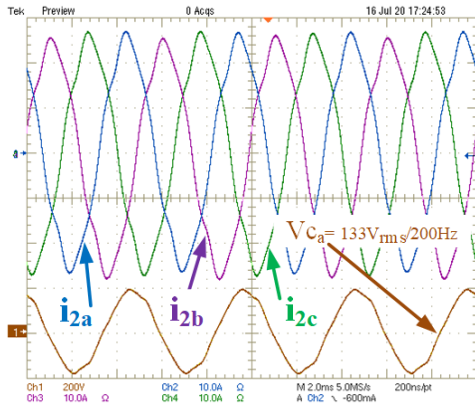


Figure 17. Control par platitude : Courants prélevés sur le réseau sous une charge de 6,3kW

La Figure 13 montre l'algorithme de control proposé peut supporter d'importants régimes transitoires en sortie avec une chute de tension d'environ 6%, ce qui est bien inférieur aux exigences de la norme Airbus pour les réseaux continus. A l'inverse la Figure 14 montre que la stratégie de contrôle à deux boucles n'arrive pas à fournir suffisamment d'énergie pour limiter la chute du bus continue qui déclenche la protection en sous tension « UVLO » fixée à 100V. Au-delà le convertisseur est à l'arrêt et les courants sont redressés avec les diodes de structure des interrupteurs ce qui ne fait pas partie du fonctionnement normal. Le meilleur résultat pour la stratégie à deux boucles est un échelon de puissance de 450W à 4,9kW avec une chute de tension comparable au control par platitude de la Figure 13. Il est possible d'améliorer légèrement les performances de la régulation à deux boucles mais au prix d'une moindre marge de stabilité vis-à-vis de la puissance de sortie et sans toutefois égaler la régulation par platitude. En plus de performances dynamiques améliorées, la stratégie de contrôle proposée offre une meilleure limite de stabilité en puissance. Pour abaisser la puissance limite aux capacités du banc, la tension d'alimentation est réduite pour les deux essais suivants. La Figure 16 montre que la structure de contrôle à deux boucles atteint la limite de stabilité vers 4,1kW alors que la stratégie proposée était toujours stable à 8,5kW comme le montre la Figure 15. Une fois encore, il est possible de repousser la limite de stabilité avec la structure à deux boucles mais cela se fera au détriment des performances dynamiques. L'analyse du contenu harmoniques des courants prélevés sur le réseau à la Figure 17 donne un THD de 5,8% avec l'algorithme de contrôle proposé. Dans les mêmes conditions, la stratégie à deux boucles donne un résultat très similaire avec un THD de 6,2%. A noter que le THD de la source de tension était mesuré à 5,1% et que l'ensemble du filtre LCL n'est pas parfaitement équilibré, ce qui peut expliquer ces résultats peu valorisants.

6. CONCLUSION

Cet article a proposé un contrôle par platitude d'un redresseur commandé avec un filtre d'entrée, ce qui pour des applications de conversion AC-DC n'est à l'heure actuel que peu répandu dans la littérature. Les résultats expérimentaux ont montré l'intérêt de cette stratégie de contrôle qui permet à la fois une augmentation des performances dynamiques et une amélioration de la stabilité sans dégrader la qualité réseau. Pour pouvoir être appliquée à un tel système dans un contexte industriel, plusieurs obstacles apparaissent. Les solutions développées dans cet article ont prouvé leur pertinence et leur efficacité expérimentale. L'effet le plus bénéfique venant principalement de l'estimateur de paramètre qui réduit

TABLE V : Control par platitude – Paramètres dynamiques

Symbol	Quantity	Value/Unity
ω_{Y_1}	Bande passante sur la 1 ^{ère} coordonnée	3500rd/s
ξ_{Y_1}	Amortissement sur la 1 ^{ère} coordonnée	0.707
ω_{Y_2}	Bande passante sur la 2 nd coordonnée	1000rd/s
ξ_{Y_2}	Amortissement sur la 2 nd coordonnée	1
ω_S^*	Dynamique d'estimation de l'état	20 000rd/s
ω_P^*	Dynamique d'estimation des paramètres	1000rd/s

significativement la sensibilité au bruit. Le principal axe d'amélioration doit se situer du côté de cet estimateur qui à l'heure actuel fonctionne en parallèle du régulateur des sorties plates et doit donc avoir une dynamique découplée qui peut potentiellement brider les performances.

7. REFERENCES

- [1] X. Giraud, M. Budinger, X. Roboam, H. Piquet, M. Sartor, and J. Faucher, "Optimal design of the Integrated Modular Power Electronics Cabinet," *Aerosp. Sci. Technol.*, vol. 48, pp. 37–52, 2016.
- [2] J. H. R. Enslin and P. J. M. Heskes, "Harmonic-interaction between a large number of distributed power inverters and the distribution network," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 6, pp. 1586–1593, 2004.
- [3] A. Eid, H. El-Kishky, M. Abdel-Salam, and M. T. El-Mohandes, "On power quality of variable-speed constant-frequency aircraft electric power systems," *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 25, no. 1, pp. 55–65, 2010.
- [4] R. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, C. L. Bak, and M. Liserre, "A review of passive filters for grid-connected voltage source converters," *Conf. Proc. - IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. - APEC*, pp. 2208–2215, 2014.
- [5] W. Wu, Y. Liu, Y. He, H. S. H. Chung, M. Liserre, and F. Blaabjerg, "Damping Methods for Resonances Caused by LCL-Filter-Based Current-Controlled Grid-Tied Power Inverters: An Overview," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 64, no. 9, pp. 7402–7413, 2017.
- [6] P. Thounthong and S. Pierfederici, "A New Control Law Based on the Differential Flatness Principle for Multiphase Interleaved DC–DC Converter," *IEEE Trans. Circuits Syst. II Express Briefs*, vol. 57, no. 11, pp. 903–907, Nov. 2010.
- [7] A. Houari, H. Renaudineau, J. P. Martin, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Flatness-based control of three-phase inverter with output LC filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2890–2897, 2012.
- [8] A. Gensior, J. Rudolph, and H. Güldner, "Flatness based control of three-phase boost rectifiers," *2005 Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, vol. 2005, 2005.
- [9] P. Thounthong, S. Pierfederici, J. P. Martin, M. Hinaje, and B. Davat, "Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 6, pp. 2700–2710, 2010.
- [10] E. Song, A. F. Lynch, and V. Dinavahi, "Experimental Validation of Nonlinear Control for a Voltage Source Converter," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 17, no. 5, pp. 1135–1144, Sep. 2009.
- [11] C. Buccella, H. A. Khalid, C. Cecati, and D. Xu, "On flatness-based controller for shunt-connected VSC with LCL-filter for voltage dip mitigation in a weak grid," *IECON 2015 - 41st Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 5062–5067, 2015.
- [12] M. Zandi et al., "Flatness based control of a non-ideal DC/DC boost converter," *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, pp. 1360–1365, 2011.
- [13] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of nonlinear systems: introductory theory and examples," in *International Journal of Control*, vol. 61, no. 6, 1995, pp. 1327–1361.
- [14] W. H. Chen, "Disturbance observer based control for nonlinear systems," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 9, no. 4, pp. 706–710, 2004.
- [15] H. Renaudineau, J. P. Martin, B. Nahid-Mobarakeh, and S. Pierfederici, "DC-DC converters dynamic modeling with state observer-based parameter estimation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 30, no. 6, pp. 3356–3363, 2015.
- [16] R. Hermann and A. J. Krener, "Nonlinear Controllability and Observability," 1977.
- [17] M. Fliess, "Nonlinear observability, identifiability, and persistent trajectories," pp. 4–9, 1991.