

Modélisation et commande d'un convertisseur résonant CLLLC pour un chargeur de batterie

M. Sadegh BAGHAEI ¹, Z. KADER ¹, M. FADEL ¹, J. LACHAIZE ²

¹ LAPLACE, Université de Toulouse, CNRS, INPT, UPS, Toulouse, France ² SCHAEFLER, Toulouse, France

RESUME – L'objectif de cet article est de proposer un modèle pour le convertisseur CLLLC et de l'utiliser pour la synthèse d'une commande performante. Cette étude présente une modélisation dynamique du convertisseur CLLLC intégrant la variation de la fréquence et de la tension de la batterie. Ensuite, une structure de commande simplifiée est développée en s'appuyant sur une analyse des données pour identifier le pôle dominant influençant le comportement en régime transitoire. Par conséquent, le comportement du courant moyen de la batterie, peut être approximé par un modèle de premier ordre. Une analyse de sensibilité est réalisée pour évaluer l'impact des variations des paramètres sur le gain du courant. Les simulations MATLAB/Simulink confirment la pertinence du modèle et l'efficacité de la régulation dans les applications de chargeur embarqué.

Mots-clés – Chargeur embarqué, Convertisseur résonant CLLLC, Analyse des harmoniques, Commande linéarisante.

1. INTRODUCTION

Avec le développement des véhicules électriques et leur intégration de plus en plus répandue, les chargeurs embarqués jouent un rôle clé dans l'amélioration de l'efficacité du transfert énergétique et la préservation des batteries [1]. Parmi les diverses configurations utilisées, les convertisseurs résonants bidirectionnels se révèlent particulièrement adaptés aux systèmes permettant un échange d'énergie dans les deux sens : Vehicle to Grid (V2G) et Grid to Vehicle (G2V). Dans ce contexte, l'architecture globale du chargeur embarqué repose sur un étage intermédiaire, qui permet d'adapter le niveau de tension et d'assurer l'isolation. Ce travail inclut la modélisation du convertisseur sous différentes conditions, notamment la variation de la plage de tension de la batterie ainsi que la fréquence liée à la commutation des interrupteurs. Parmi les différentes stratégies de commutation, la Pulse-Frequency-Modulation (PFM) se distingue par son adaptabilité et son efficacité énergétique. En ajustant dynamiquement la fréquence de commutation, elle réduit les pertes et améliore le rendement de la conversion [2] et [3].

Lors de la commutation des interrupteurs en PFM, l'un des principaux défis est que, lorsque la fréquence varie, le courant ne reste plus sinusoïdal à mesure que l'on s'éloigne de la fréquence de résonance. Cette distorsion introduit des composantes harmoniques significatives, compromettant l'analyse et la modélisation du convertisseur. Dès lors, les méthodes conventionnelles, comme First-Harmonic-Approximation (FHA), deviennent de moins en moins fiables, car elles supposent un courant quasi-sinusoïdal [4], [5] et [6] et par conséquent un comportement uniquement lié au première harmonique. L'approche développée dans [7] vise à améliorer l'estimation dynamique de la résistance équivalente pour mieux représenter la batterie. Elle permet de mieux caractériser cette résistance et de l'intégrer à l'étude développée dans les sections suivantes.

Malgré les avancées dans la modélisation des convertisseurs résonants CLLLC, il demeure particulièrement difficile d'exprimer directement le courant en fonction de la fréquence. En effet, la modélisation conduit généralement à établir des équations d'état ou des modèles de comportement, qui incluent des termes non linéaires, ne permettant pas d'obtenir une relation explicite entre la fréquence et le courant de la batterie [8] et [9]. Cette

complexité rend l'utilisation des modèles obtenus pour la commande assez difficile. Dans le cas de la modulation PFM, cette difficulté influence la régulation, empêchant une commande efficace du courant de la batterie via une simple variation de fréquence. Pour pallier ces insuffisances, les stratégies de contrôle conventionnelles font appel à des techniques non linéaires [9], [10] et [11], afin de compenser l'absence de relation analytique directe entre la fréquence d'entrée et le courant de sortie. Toutefois, bien que performantes, ces méthodes complexifient la mise en œuvre du contrôle et en réduisent la compréhension physique.

L'objectif de cet article est de proposer un modèle linéaire à paramètres variants qui traduit le comportement du convertisseur. Ensuite, en se basant sur le calcul des impédances, une relation entre le courant moyen de charge et la fréquence d'entrée du convertisseur est proposée. Cette expression est utilisée pour calculer le gain statique du modèle proposé analytiquement. Les constantes de temps du convertisseur sont identifiées en se basant sur la méthode des moindres carrées. De plus, le modèle proposé est utilisé pour dimensionner un régulateur permettant d'imposer le courant de charge en faisant varier la fréquence d'entrée. La commande est basée sur un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) et une compensation du gain rendue possible grâce au calcul de l'inverse du gain analytiquement. Enfin, il est connu que ces convertisseurs présentent des variations paramétriques dues à la dispersion de fabrications. Les composants électroniques, notamment les condensateurs et les inductances, varient et peuvent donc impacter les performances de la boucle de régulation. De ce fait, une analyse de sensibilité est menée sur le gain du courant et les performances du contrôle afin d'évaluer leur influence sur la stabilité et la précision. L'efficacité de la méthode de commande proposée est montrée à travers des exemples de simulations.

Cet article est organisé comme suit : la Section 2 présente le contexte d'étude. La Section 3 détaille la modélisation du convertisseur CLLLC. La Section 4 présente une synthèse de la loi de commande. Enfin, la Section 5 discute des perspectives et des conclusions de ce travail.

2. ANALYSE DU CONVERTISSEUR RÉSONNANT CLLLC

2.1. Structure du convertisseur résonnant CLLLC

Le convertisseur résonnant CLLLC est constitué d'une structure en pont complet à la fois sur le côté primaire et au secondaire, comme nous étudions uniquement la fonction chargeur, nous utilisons uniquement un pont redresseur à diodes. Il est représenté sur la Figure 1. Sur cette figure, L_1 et L_2 représentent les inductances du circuit résonnant, tandis que L_m est l'inductance de magnétisation du transformateur. Les composants C_1 et C_2 sont les condensateurs résonnants. Enfin, E et V_{bat} sont les sources de tension continue (DC). Toutefois, la source E , bien que considérée constante ici, provient en réalité d'un étage redresseur de type power factor correction. Elle peut donc varier et posséder une ondulation. Ce problème sort du cadre de cet article. Les tensions aux bornes du circuit résonnant CLLLC, après le pont onduleur et avant le pont redresseur, sont dénotées

V_{in} et V_{out} , respectivement.

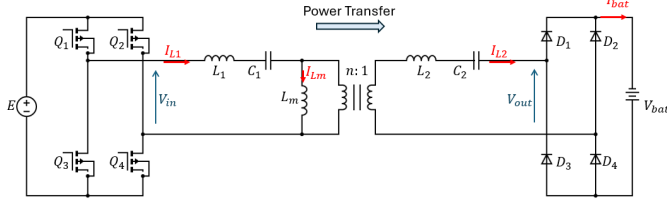


FIG. 1. Structure du convertisseur résonnant bidirectionnel de type CLLC.

Pour modéliser le convertisseur CLLC, les hypothèses suivantes sont faites :

1. le transformateur est idéal.
2. les composants sont parfaits.

2.2. Forme d'Onde du Courant selon la Fréquence

Pour le convertisseur simulé en Figure 2, la fréquence de résonance, définie par le gain maximal, est de $f_r = 100$ kHz. On peut observer sur la Figure 2 que les courants sont uniquement sinusoïdaux autour de la fréquence de résonance. De ce fait, l'hypothèse de l'approximation au premier harmonique pour la modélisation de la batterie et du redresseur à diode par une résistance équivalente constante dans le convertisseur n'est valide qu'autour de cette fréquence. En dehors de cette plage de fréquence, les harmoniques déforment la forme d'onde du courant (voir la Figure 2). Dans [7], on a proposé une méthode basée sur une analyse harmonique étendue, permettant d'améliorer l'estimation de la résistance équivalente en dehors de la fréquence de résonance du convertisseur.

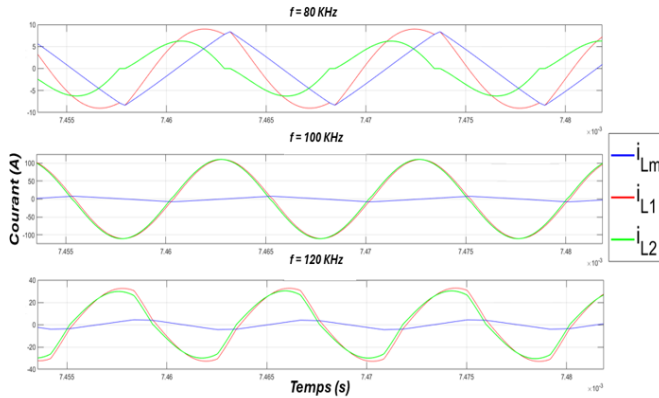


FIG. 2. Forme d'onde du courant selon les variations de fréquence.

2.3. Circuit résonnant équivalent CLLC

Pour modéliser le convertisseur CLLC, on considère que l'ensemble redresseur-batterie est équivalent à une résistance.

Pour cela, nous considérons les hypothèses suivantes :

- le redresseur commute selon le signe du courant I_{L2} ($V_{out,n} = V_{bat} \cdot \text{sgn}(I_{L2})$);

- les composants du secondaire sont ramenés au primaire ;

La première hypothèse est justifiable par le fait que les formes d'onde générales du courant I_{L2} et de la tension V_{out} sont en phase grâce au redresseur à diodes [7]. Dans ce modèle, cette résistance représente implicitement la puissance transférée et dissipée dans la batterie. En effet, la tension secondaire V_{out} et le courant secondaire I_{L2} sont intrinsèquement liés à cette puissance dissipée, ce qui justifie cette représentation simplifiée. Le circuit équivalent du convertisseur est représenté sur la Figure 3.

Dans la section suivante, les résultats obtenus sont basés sur les paramètres d'un convertisseur spécifique décrits dans [12]. Les simulations montrent que ce convertisseur fonctionne majoritairement en Mode de Conduction Continue (CCM) et qu'au-delà de 380 V, il passe en Mode de Conduction Discontinue (DCM) [7]. Il est important de noter que, dans les applications

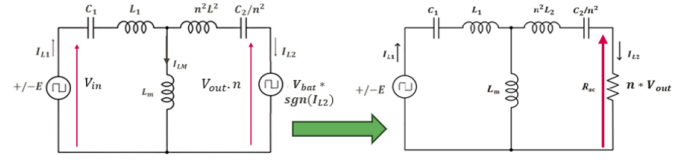


FIG. 3. Circuit équivalent du convertisseur CLLC.

industrielles, la modulation PFM est largement utilisée dans la zone Zero-Voltage-Switching (ZVS) pour optimiser l'efficacité et minimiser les pertes par commutation [13].

3. MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR

Dans cette section, un modèle simple permettant la synthèse de lois de commande pour piloter le convertisseur étudié est proposé.

3.1. Caractérisation de la dynamique du système

L'objectif principal de ce travail est de proposer une stratégie simple et efficace de contrôle du courant de charge pour le convertisseur CLLC. A partir de la Figure 4 nous pouvons observer que la réponse du courant moyen de la batterie à des faibles variations de fréquence de la pulsation ω (1% de la fréquence initiale) présente une dynamique transitoire suivie d'une stabilisation vers une valeur constante (après filtrage) en régime permanent. Ce comportement peut être modélisé par une fonction de transfert du premier ordre. Le convertisseur possède plusieurs pôles, mais nous considérons ici une fonction de transfert à paramètres variants en fonction de la fréquence sous la forme :

$$\frac{\langle I_{bat} \rangle(s)}{\omega(s)} = \frac{G(\omega, V_{bat})}{1 + \tau(\omega, V_{bat}) \cdot s} \quad (1)$$

où $G(\omega, V_{bat})$ est le gain statique et $\tau(\omega, V_{bat})$ est une constante de temps. Noté que le convertisseur est un système non linéaire possédant plusieurs pôles dépendant de la fréquence. Toutefois, l'objectif ici est d'obtenir un modèle simplifié, utile pour la synthèse de lois de commande. Dans les sections suivantes, nous analyserons l'impact des pôles du convertisseur sur sa dynamique transitoire et vérifierons la pertinence de négliger les dynamiques rapides. De plus, le gain du système sera calculé analytiquement et sa sensibilité vis-à-vis des variations paramétriques sera analysée.

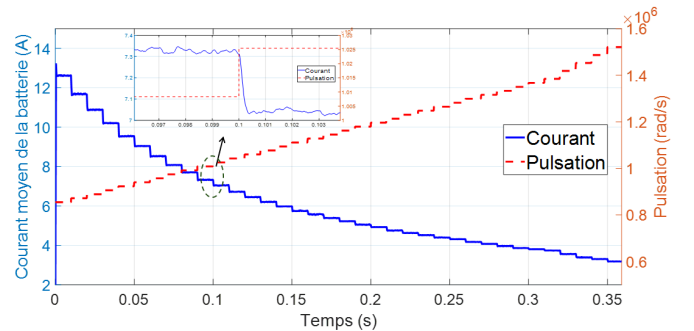


FIG. 4. Le courant moyen de la batterie sous de faibles variations de fréquence allant jusqu'à 1% pour $V_{bat} = 200V$.

3.2. Caractérisation du comportement statique du système

L'objectif de cette partie est de proposer une méthode de calcul analytique du gain $G(\omega, V_{bat})$. À partir de la Figure 1, la relation entre le courant moyen de la batterie I_{bat} et I_{L2} peut être définie par :

$$I_{bat, avg} = \frac{2}{\pi} I_{L2, rms} \quad (2)$$

De ce fait, pour calculer le gain statique $G(V_{bat}, \omega)$ nous pouvons chercher à exprimer le courant I_{L2} en fonction de la fréquence. A partir de la Figure 3, en utilisant le calcul des impédances, la résistance équivalente R_{ac} peut être écrite comme suit :

$$R_{ac} = \frac{4 \cdot V_{bat} \cdot \sqrt{X^2 + (R_{ac} \cdot (X_1 + X_3))^2}}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{in-rms} \cdot X_3}, \quad (3)$$

où les réactances sont définies données par :

$$X_1 = L_1 \cdot \omega - \frac{1}{C_1 \cdot \omega}, X_2 = L_2 \cdot \omega - \frac{1}{C_2 \cdot \omega}, X_3 = L_m \cdot \omega, X = X_1 \cdot X_2 + X_1 \cdot X_3 + X_2 \cdot X_3$$

A partir de (3), en isolant R_{ac} , nous obtenons :

$$R_{ac} = \frac{V_{bat} \cdot X}{\sqrt{((E \cdot X_3)^2 - V_{bat}^2 \cdot (X_1 + X_3)^2)}} \quad (4)$$

D'un autre côté, le courant $I_{L2,rms}$ peut être décrit comme :

$$I_{L2,rms} = \frac{V_{out-rms}}{R_{ac}} = \frac{4 \cdot V_{bat}}{\pi \cdot \sqrt{2} \cdot R_{ac}} \quad (5)$$

Ainsi, en remplaçant (4) dans la dernière équation, il vient :

$$I_{L2,rms} = \frac{4}{\pi \cdot \sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{((E \cdot X_3)^2 - V_{bat}^2 \cdot (X_1 + X_3)^2)}}{X} \quad (6)$$

En développant et en réarrangeant la dernière expression, on obtient :

$$I_{L2}\omega = \frac{\sqrt{b_1 \cdot \omega^6 + b_2 \cdot \omega^4 + b_3 \cdot \omega^2}}{a_1 \cdot \omega^4 + a_2 \cdot \omega^2 + 1}, \quad (7)$$

Avec

$$\begin{cases} b_1 = \frac{8}{\pi^2} \cdot [(E \cdot L_m \cdot C_1 \cdot C_2)^2 - V_{bat}^2 \cdot (L_1 \cdot C_1 \cdot C_2 + L_m \cdot C_1 \cdot C_2)^2] \\ b_2 = \frac{16}{\pi^2} \cdot V_{bat}^2 \cdot C_2 \cdot (L_1 \cdot C_1 \cdot C_2 + L_m \cdot C_1 \cdot C_2) \\ b_3 = \frac{8}{\pi^2} \cdot (V_{bat} \cdot C_2)^2 \\ a_1 = (L_1 \cdot L_2 \cdot C_1 \cdot C_2 + L_1 \cdot C_1 \cdot L_m \cdot C_2 + L_2 \cdot C_2 \cdot L_m \cdot C_1) \\ a_2 = (L_1 \cdot C_1 + L_2 \cdot C_2 + L_m \cdot C_1 + L_m \cdot C_2) \end{cases} \quad (8)$$

A partir de l'expression (7), le gain peut être défini comme suit :

$$G_{analytique}(\omega, V_{bat}) = \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta \omega} = \frac{I_{L2,1} - I_{L2,2}}{\omega_1 - \omega_2}, \quad (9)$$

avec I_{L2} défini par l'expression (7).

On peut également calculer le gain à partir de la réponse indicielle comme illustré sur la Figure 5. À chaque variation de fréquence, la valeur de $\Delta I / \Delta \omega$ peut être calculée afin d'évaluer l'évolution du courant en fonction des changements de la fréquence.

$$G_{pratique} = \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta \omega} \quad (10)$$

Après avoir comparé le gain théorique et celui issu des simulations sous Simulink indiquées sur la Figure 6, il apparaît que les deux sont très proches. L'intérêt du calcul analytique du gain réside dans la possibilité de le compenser dans la structure de commande.

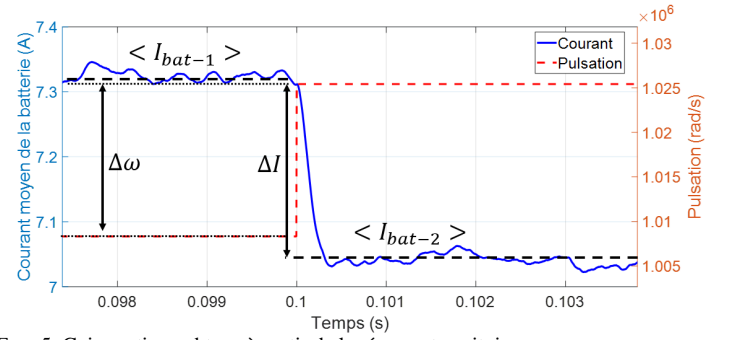


FIG. 5. Gain pratique obtenu à partir de la réponse transitoire.

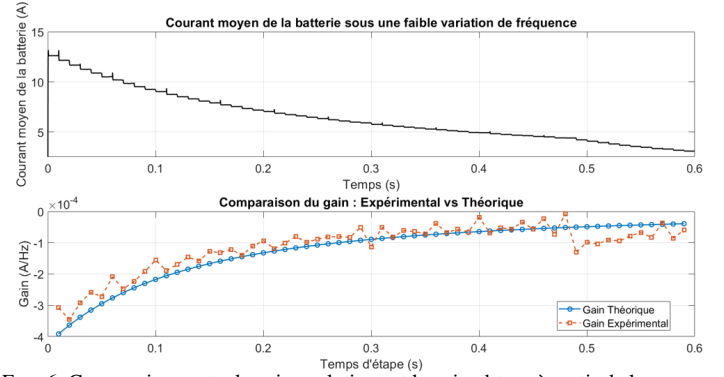


FIG. 6. Comparaison entre le gain analytique et le gain obtenu à partir de la réponse indicielle pour une tension $V_{bat} = 200V$.

3.3. Estimation des constantes de temps du convertisseur

Pour caractériser complètement le modèle (1), il faut calculer la constante de temps $\tau(\omega, V_{bat})$. Pour identifier la constante de temps, nous utilisons l'algorithme des moindres carrés pour différentes tensions de batterie. À titre d'exemple, la Figure 7 illustre l'application de cet algorithme pour une tension de batterie $V_{bat} = 200V$. Comme on peut clairement l'observer sur cette figure, la constante de temps varie en fonction de la fréquence. Nous avons donc cherché à définir un intervalle entre $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ où τ_{min} et τ_{max} sont les constantes du temps minimale et maximale, respectivement. Les constantes de temps sont identifiées pour l'ensemble des tensions de batterie possibles avec un pas de variations de 10 Volts. Le résultat de l'algorithme d'identification est représenté sur la Figure 8. On peut remarquer que le convertisseur possède un pôle dominant en prenant la constante de temps maximale. La synthèse du régulateur peut se faire donc par rapport au pire cas i.e., en considérant un modèle de premier ordre avec la constante du temps τ_{max} .

$$\tau_{dominant} = \max(\tau(\omega, V_{bat})) \quad (11)$$

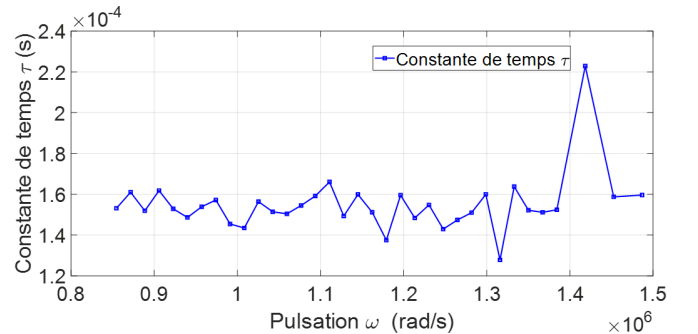


FIG. 7. Constante de temps identifiée en fonction de la fréquence pour une tension $V_{bat} = 200V$.

De plus, la Figure 9 présente le tracé réponse du modèle du premier ordre identifié avec les paramètres estimés, ainsi que la

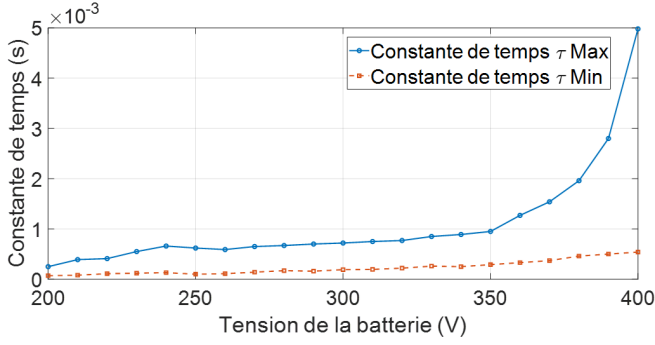


FIG. 8. Constantes de temps maximale et minimale identifiées en fonction de la tension de la batterie.

sortie du convertisseur simulé. L'erreur moyenne entre les deux courbes exprimée en pourcentage est calculée selon la formule suivante :

$$\text{Erreur moyenne} = \left\langle \frac{(I_{\text{ref}} - I_{\text{fit}})^2}{I_{\text{ref}}^2} \right\rangle \times 100 \quad (12)$$

où I_{ref} représente les données simulées, tandis que I_{fit} correspond aux données extraites du modèle identifié.

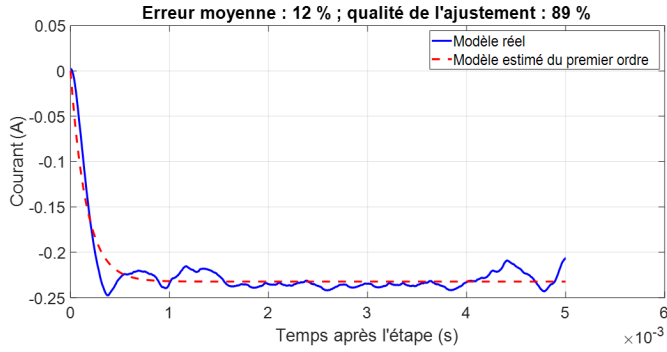


FIG. 9. Comparaison entre le modèle réel et le modèle du premier ordre du courant.

4. SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMANDE

La structure du contrôle en boucle fermée est illustrée dans la Figure 10. Elle intègre à la fois un régulateur Proportionnel-Intégral (PI), la compensation du gain $G(\omega, V_{\text{bat}})$, ainsi qu'un dispositif anti-windup. Le régulateur PI est défini par $G(s) = K_p + K_i/s$. Il est conçu par placement de pôles, permettant d'imposer un comportement entrée-sortie de second ordre au système en boucle fermée. Les coefficients du régulateur PI sont ajustés pour obtenir un coefficient d'amortissement de $\zeta = 0.7$ ce qui limite le dépassement maximal à 5 %. Le temps de réponse désiré en boucle fermée est fixé à $t_r = 0.8 \text{ ms}$. La pulsation naturelle est donc déterminée à partir du gabarit $\omega_n t_r = f(\zeta)$ par la relation $\omega_n = 3/t_r$.

Le gain $G(\omega, V_{\text{bat}})$ défini dans l'équation (9) est variable et dépend fortement de la fréquence d'une façon non-linéaire. Pour imposer la dynamique désirée du système en boucle fermée, nous avons choisi de compenser cette non-linéarité en la multipliant par son inverse dans la loi de commande. La compensation est assurée par la fonction $f^{-1}(I^*)$ indiquée sur la Figure 10. Le calcul de cette inversion est détaillé dans la sous-section suivante.

4.1. Calcul de l'inverse du gain $G(\omega, V_{\text{bat}})$

Comme cela a déjà été mentionné, le gain $G(\omega, V_{\text{bat}})$ dépend également de la fréquence. De ce fait, l'idée ici est de chercher l'inverse $\omega = f^{-1}(G, V_{\text{bat}})$ afin de le compenser dans la boucle de contrôle. L'équation (13) est dérivée de l'équation (7) afin de

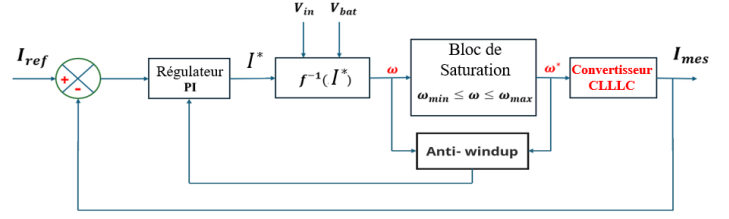


FIG. 10. Boucle-fermée du contrôle.

déterminer ses racines, correspondant aux solutions du modèle inverse. La solution de l'équation (13), en changeant des variables, peut être obtenue analytiquement à l'aide de techniques avancées telles que la méthode de Ferrari [14].

$$\begin{aligned} & (a_1 \cdot \omega^4 + a_2 \cdot \omega^2 + 1)^2 \cdot I_{L2,rms}^2 \\ & - (b_1 \cdot \omega^6 + b_2 \cdot \omega^4 + b_3 \cdot \omega^2) = 0. \end{aligned} \quad (13)$$

En effectuant les changements de variables $y = \omega^2$, la dernière équation peut être réécrite sous la forme :

$$Ay^4 + By^3 + Cy^2 + Dy + E = 0, \quad (14)$$

avec des coefficients :

$$\begin{aligned} A &= (a_1^2 \cdot I_{L2,rms}^2), \\ B &= (2 \cdot a_1 \cdot a_2 \cdot I_{L2,rms}^2 - b_1), \\ C &= (2 \cdot a_1 \cdot I_{L2,rms}^2 + a_2^2 \cdot I_{L2,rms}^2 - b_2), \\ D &= (2 \cdot a_2 \cdot I_{L2,rms}^2 - b_3), \\ E &= I_{L2,rms}^2. \end{aligned} \quad (15)$$

Ensuite, en utilisant le changement de variable $y = x - \frac{B}{4A}$, l'équation est réécrite sous la forme :

$$x^4 + px^2 + qx + r = 0 \quad (16)$$

avec

$$\begin{aligned} p &= \frac{8 \cdot A \cdot C - 3 \cdot B^2}{8 \cdot A^2}, \\ q &= \frac{B^3 - 4 \cdot A \cdot B \cdot C + 8 \cdot A^2 \cdot D}{8 \cdot A^3}, \\ r &= \frac{16 \cdot A \cdot B^2 \cdot C - 64 \cdot A^2 \cdot B \cdot D - 3 \cdot B^4 + 256 \cdot A^3 \cdot E}{256 \cdot A^4}. \end{aligned} \quad (17)$$

Pour résoudre l'équation (17), on passe par la forme standard du résolvant cubique (SFRC) décrite dans [14].

Comme indiqué dans [7], le convertisseur opère principalement en zone ZVS. De ce fait, nous privilégions les solutions de (13) situées au-delà de la fréquence de résonance.

4.2. Analyse de Sensibilité du gain $G(\omega, V_{\text{vbat}})$ et son inverse au variations paramétriques

Les composants électroniques constituant le convertisseur varient. Ces variations sont principalement dues aux disparités de fabrication du convertisseur CLLC. Dans la Figure 11, une analyse de sensibilité a été réalisée sur le bloc inverse du gain générant la fréquence ω à partir du courant de référence I_{ref} . Avec des incertitudes pouvant atteindre $\pm 10\%$ pour les inductances et $\pm 5\%$ pour les condensateurs. Ces écarts peuvent dégrader les performances des lois de commande dimensionnées pour des paramètres nominaux. Cela engendre des erreurs sur les fréquences de commande. Cela induit une imprécision du courant fourni à la batterie.

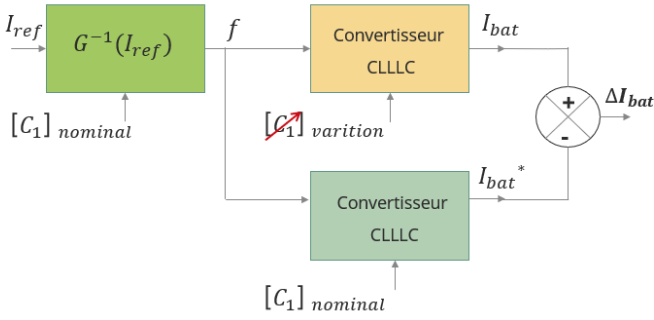


FIG. 11. Schéma bloc de l'analyse de sensibilité aux variations des paramètres, illustré pour C_1 .

L'analyse de la robustesse réalisée commence par simuler le bloc inverse du gain calculé en considérant les valeurs nominales des paramètres du convertisseur. A ce bloc, on fournit I_{ref} pour obtenir la fréquence de commande. Cette fréquence est ensuite injectée dans le modèle nominal du convertisseur CLLC ainsi que dans un modèle du convertisseur affecté par des variations paramétriques. Ensuite, nous comparons les courants obtenus à la sortie des deux convertisseurs en calculant l'écart ΔI_{bat} (voir la Figure 11). Enfin, une analyse de l'erreur et du gain est réalisée en comparant le courant à la sortie du convertisseur affecté par les variations paramétriques au courant de référence en évaluant le rapport I_{bat}/I_{ref} .

La Figure 12 présente l'erreur en pourcentage entre le courant moyen de la batterie en conditions nominales et le courant obtenu lorsque les paramètres varient. Les cinq points indiquent les niveaux de variation de C_1 qui s'étendent de $\pm 5\%$ par rapport à sa valeur nominale. On peut observer que l'erreur entre la valeur nominale et le courant, sous l'effet des variations des paramètres, augmente avec la tension de la batterie.

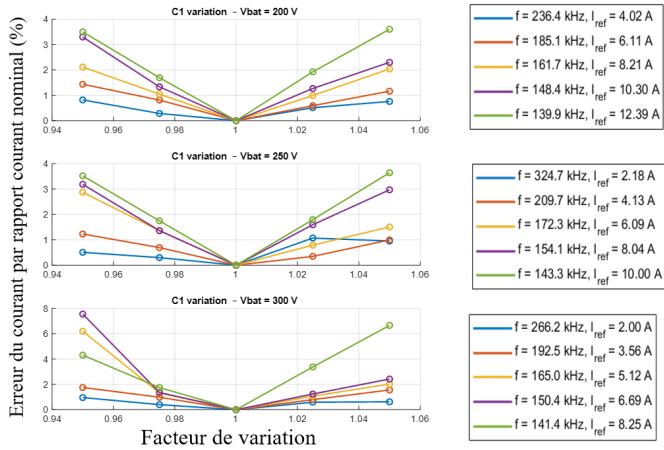


FIG. 12. Évolution de l'erreur ΔI_{bat} en fonction de la variation C_1 .

Idéalement, la combinaison du gain $G(\omega, V_{bat})$ et de son inverse devrait être égale à l'identité. Toutefois, à cause des variations des inductances et capacités, le produit est différent de un. Cela empêche une compensation parfaite du gain $G(\omega, V_{bat})$ et affecte ainsi les performances de la loi de commande.

La Figure 13 illustre le rapport de gain normalisé sous la variation de C_1 , montrant que son intervalle s'élargit avec l'augmentation de la tension de la batterie. Cela souligne l'importance d'intégrer ces variations dans la commande afin d'assurer une régulation optimale. Cette approche, généralisable à d'autres composants, permet d'évaluer la robustesse du système et de déterminer les zones nécessitant une compensation plus efficace.

Ainsi, la figure 14 présente l'histogramme global de la distribution des gains normalisés, montrant que la majorité des rapports de gain, en tenant compte des dispersions aléatoires des composants i.e. analyse Monte Carlo, varie entre 0.7 et 1.3.

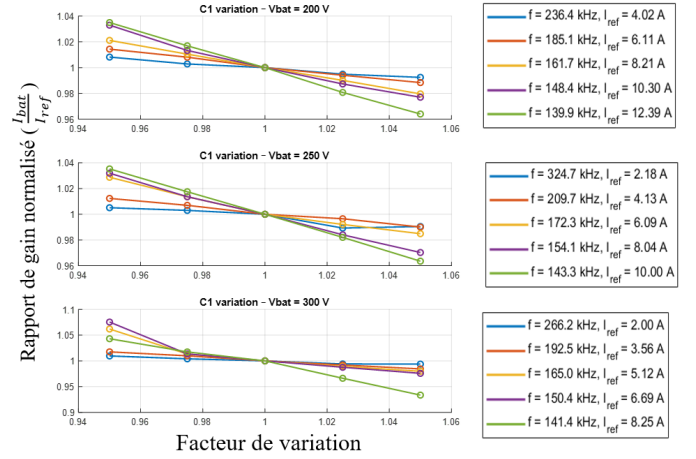


FIG. 13. Gain moyen normalisé en fonction de variation C_1 .

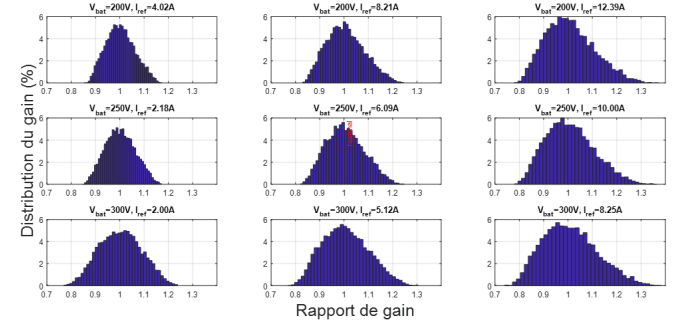


FIG. 14. Sensibilité de Monte Carlo - Distribution du gain.

Les variations paramétriques peuvent affecter la stabilité du système. Dans la section suivante nous vérifions pour deux exemples de tensions de batterie cette influence à travers des simulations numériques du système en boucle fermée en présence des variations paramétriques.

4.3. Résultats de la simulation en condition nominale

Les simulations effectuées pour trois tensions de batterie (200V, 250V, 300V) confirment l'efficacité de la loi de contrôle synthétisée. Les Figures 15, 16 et 17 illustrent les ré-

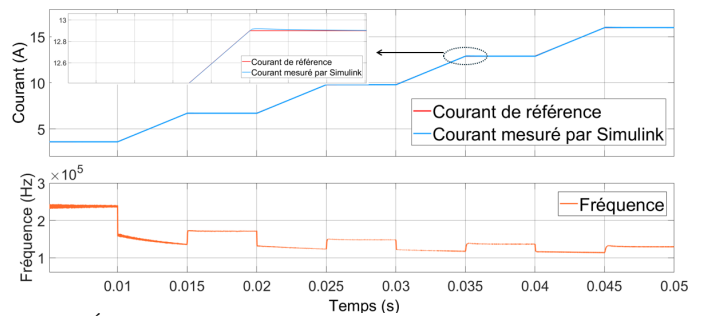


FIG. 15. Évolution temporelle du courant de charge I_{L2} , de la référence I_{ref} , et du signal de commande pour $V_{bat} = 200V$.

sultats obtenus après l'application de la loi de commande pour différentes tensions de batterie. Dans la Figure 15, l'évolution du signal de commande, c'est-à-dire la fréquence ω^* , est représentée en fonction du temps.

4.4. Résultats de la simulation en présence des variations paramétriques

Les Figures 18 et 19 illustrent les performances du contrôle en boucle fermée en tenant compte des variations maximales de C_1 et L_1 , respectivement. Ces résultats démontrent que, même avec des incertitudes paramétriques allant jusqu'au pire scénario (soit 5% pour le condensateur C_1 et 10% pour l'inductance L_1),

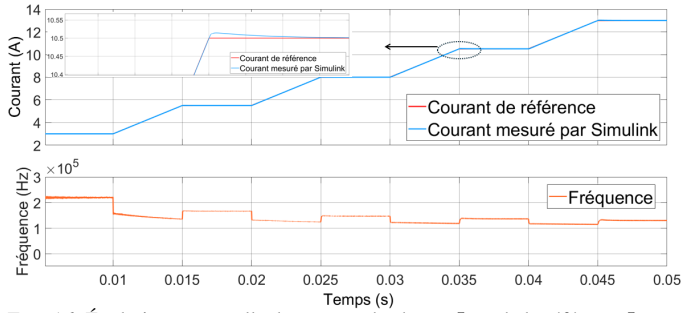


FIG. 16. Évolution temporelle du courant de charge I_{L2} , de la référence I_{ref} , et du signal de commande pour $V_{bat} = 250V$.

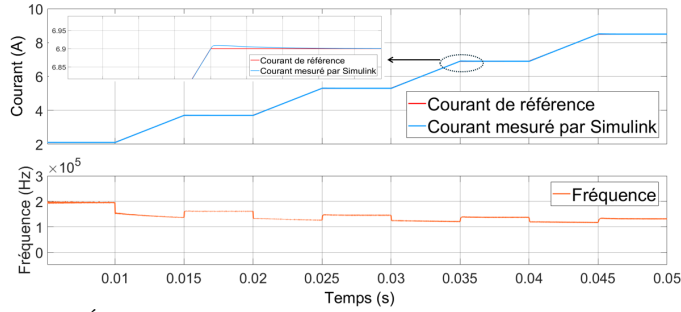


FIG. 17. Évolution temporelle du courant de charge I_{L2} , de la référence I_{ref} , et du signal de commande pour $V_{bat} = 300V$.

le système en boucle fermée reste stable et efficace.

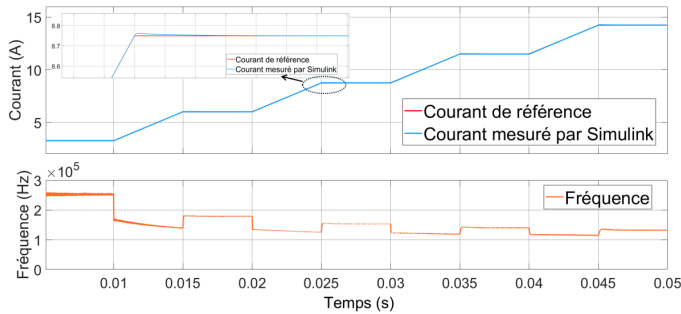


FIG. 18. Impact de la variation de C_1 sur la commande pour $V_{bat} = 200V$.

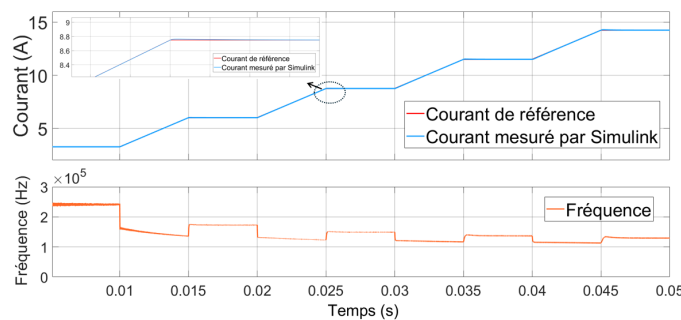


FIG. 19. Impact de la variation de L_1 sur la commande pour $V_{bat} = 200V$.

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, un modèle linéaire à paramètres variables du convertisseur CLLC a été proposé en vue de sa commande. Dans cette étude, nous avons approximé l'ensemble redresseur-batterie par une résistance équivalente. Sous cette hypothèse, un schéma équivalent du convertisseur a été proposé. A partir de ce schéma, une expression analytique du gain statique du convertisseur a été développée en se basant sur le calcul des impédances. Les constantes de temps du convertisseur ont été estimées en utilisant la méthode des moindres carrés. Basé sur le modèle ainsi proposé, une structure de commande simplifiée a été proposée en considérant un régulateur PI et une compensation du gain sta-

tique. Les performances de la loi de commande ont été testées en boucle fermée en conditions nominales ainsi qu'en considérant des variations paramétriques. L'efficacité de la structure de commande proposée doit être validée expérimentalement sur un banc de test. C'est la prochaine étape à la suite de ce travail.

6. RÉFÉRENCES

- [1] Singh, Arvind R., et al. "Electric vehicle charging technologies, infrastructure expansion, grid integration strategies, and their role in promoting sustainable e-mobility." *Alexandria Engineering Journal* 105 (2024) : 300-330.
- [2] Wei, Yuqi, Quanming Luo, and Homer Alan Mantooth. "LLC and CLLC resonant converters based DC transformers (DCXs) : Characteristics, issues, and solutions." *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications* 6, no. 4 (2021).
- [3] Kim, Issac, Won-Yong Jang, Seungjun Lee, and Jung-Wook Park. "Enhanced PFM-PSM Hybrid Control of CLLC Resonant Converter for Electric Vehicles : Comprehensive Study and Verification." *IEEE Transactions on Power Electronics*.
- [4] J. -H. Jung, H. -S. Kim, M. -H. Ryu and J. -W. Baek, "Design Methodology of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-Frequency Isolation of DC Distribution Systems," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4.
- [5] Tian, Donghao, Yu Tang, and Zhe Shi. "Design and optimization of 30 kW CLLC resonant converter for vehicle-to-grid applications." *International Journal of Circuit Theory and Applications* 53, no. 3 (2025) : 1593-1607.
- [6] Minerva, Pietro, Amirhosein Gohari Nazari, Mohammad B. Shadmand, and Sertac Bayhan. "Optimal Design and Control of DC Charging Stations Using CLLC Converter For Grid Integration." In *IECON 2024-50th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1-6. IEEE, 2024.
- [7] Sadegh, Baghaei M., Zohra Kader, Maurice Fadel, and Jerome Lacheize. "Improved estimation of battery equivalent resistance in bidirectional EV chargers." In *The 26th European Conference on Power Electronics and Applications*. 2025.
- [8] X. Li, J. Huang, Y. Ma, X. Wang, J. Yang and X. Wu, "Unified Modeling, Analysis, and Design of Isolated Bidirectional CLLC Resonant DC-DC Converters," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 10, no. 2, pp. 2305-2318, April 2022, doi : 10.1109/JESTPE.2022.3145817.
- [9] Ji, Liwen, Xin Li, Lei Han, Zhen Yang, Caoshao Zhang, and Yan Li. "Research on LLC Resonant Converter Control Strategy Based on Sliding Mode Active Disturbance Rejection Control." *IEEE Access* (2024).
- [10] Wang, Longxiang, Wenguang Luo, and Dan Huang. "Research on automotive bidirectional CLLC resonant converters based on high-order sliding mode control." *Electronics* 11, no. 18 (2022) : 2874.
- [11] Zou, Shenli, Ayan Mallik, Jiangheng Lu, and Alireza Khaligh. "Sliding mode control scheme for a CLLC resonant converter." *IEEE Transactions on Power Electronics* 34, no. 12 (2019) : 12274-12284.
- [12] Liu, Chaohui. "Analysis, design and control of DC-DC resonant converter for on-board bidirectional battery charger in electric vehicles." PhD diss., University of Sheffield, 2017.
- [13] Z. U. Zahid, Z. M. Dalala, R. Chen, B. Chen and J. -S. Lai, "Design of Bidirectional DC-DC Resonant Converter for Vehicle-to-Grid (V2G) Applications," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 3, pp. 232-244, Oct. 2015, doi : 10.1109/TTE.2015.2476035.
- [14] Jung, S. Y., Hong, J., & Nam, K. (2013). Current minimizing torque control of the IPMSM using Ferrari's method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(12), 5603-5617.