

Commande et optimisation d'un convertisseur DAB embarqué : analogie avec un moteur synchrone

Simon Uicich ^{[1][2]}, Jean-Yves Gauthier ^[2], Bruno Allard ^[2], Xuefang Lin-Shi ^[2]

^[1] Airbus Operations, Toulouse

^[2] INSA Lyon, Université Claude Bernard Lyon 1, Ecole Centrale de Lyon, CNRS, Ampère, UMR5005, 69621 Villeurbanne, France

RESUME – Les alimentations pour les calculateurs de vol de nouvelle génération nécessitent des convertisseurs DC/DC où la compacité et l'efficacité énergétique sont des critères essentiels. La topologie Dual-Active-Bridge (DAB) est le convertisseur choisi ici et l'article discute la modélisation et la commande de ce convertisseur. L'originalité de l'approche proposée repose sur l'utilisation d'un modèle en grand signal, basé sur le "premier harmonique", et adapté à toutes les modulations. Grâce à un changement de variables, une nouvelle formulation permet d'envisager une méthode de commande similaire à celle employée pour les moteurs synchrones. Nous avons ainsi conçu une commande capable de supprimer efficacement les dépassements de courant dans le transformateur du DAB, sur une large plage de fonctionnement de la tension d'entrée, tout en étant compatible avec la plupart des schémas d'optimisation de l'efficacité énergétique. Le concept a été validé par simulation pour un convertisseur DAB de 150 W, 12 V en sortie et avec une fréquence de découpage de 1 MHz.

Mots-clés – Convertisseur DAB (Dual Active Bridge), Modèle du premier harmonique, Optimisation de rendement, Gestion des saturations, Analogie.

1. INTRODUCTION

Dans le domaine aéronautique, les systèmes avioniques reposent sur les calculateurs embarqués, représentant une contribution significative en termes de masse, coût et volume. Pour alimenter ces calculateurs, des convertisseurs DC/DC à haut rendement sont nécessaires. Le choix s'est porté sur le convertisseur *Dual Active Bridge* (DAB), un convertisseur réversible, offrant de multiples degrés de liberté de commande, une isolation galvanique et un bon rendement [1].

Pour maximiser le rendement du convertisseur DAB, plusieurs solutions peuvent être envisagées, telles que maintenir un courant moyen nul dans le transformateur tout en minimisant le courant efficace dans celui-ci, tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Cependant, les méthodes existantes présentent souvent une complexité de conception, une sensibilité aux éléments parasites, et un impact sur les performances dynamiques, en particulier lors des transitions entre les points de fonctionnement [2], [3].

Notre objectif est de développer une commande performante garantissant une dynamique transitoire très rapide, tout en étant compatible avec la majorité des schémas d'optimisation de l'efficacité énergétique. Notre approche consiste à utiliser un modèle en grand signal, du premier harmonique [4], également nommé FCA (*Fundamental Component Analysis*) dans la littérature [5]. Un changement de variables permet de montrer qu'il est possible de formuler le modèle du convertisseur DAB de manière analogue à celui du moteur synchrone à rotor bobiné (MSRB). Cette formulation permet d'envisager une méthode de commande proche de celle d'un moteur synchrone et de considérer des méthodes pour gérer les saturations de commande de manière analogue à des méthodes de défluxage dans les moteurs.

L'article est structuré comme suit : la Section 2 rappelle le modèle grand signal du DAB et sa reformulation. L'analogie avec un moteur synchrone est mise en évidence. Dans la section 3, une structure de contrôle à deux échelles de temps est

proposée : une partie rapide pour contrôler les composantes en phase et en quadrature du courant traversant le transformateur et une partie lente qui contient la commande de la tension de sortie et les blocs d'optimisation du convertisseur. La théorie de la platitude différentielle [7] est appliquée pour synthétiser le contrôle des courants [8]. La régulation de la tension de sortie se fait comme une régulation de vitesse du moteur synchrone. La section 4 présente les résultats de simulation vérifiant les performances du système proposé. Une discussion sur l'approche proposée est donnée dans la section 5.

2. MODÉLISATION ET ANALOGIE

2.1. Modèle du premier harmonique

Le convertisseur DAB est représenté schématiquement sur la figure 1 : il est constitué de deux ponts complets effectuant chacun une transformation DC/AC, d'une inductance et d'un transformateur monophasé.

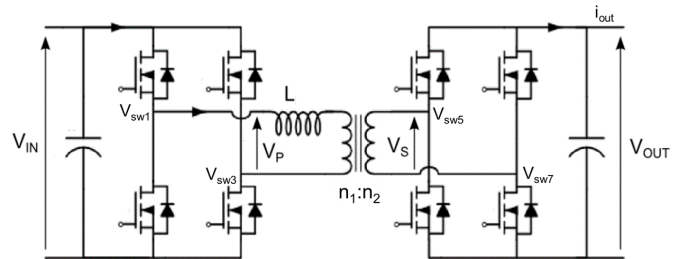


FIG. 1. Schéma électrique typique d'un convertisseur DAB

Pour contrôler le convertisseur DAB, la technique la plus simple consiste à n'utiliser qu'un seul déphasage (le déphasage entre les ponts primaire et secondaire). Il s'agit de la technique de modulation *Single Phase Shift* (SPS) [6]. Cette technique est facile à mettre en œuvre et à contrôler, car elle ne dispose que d'un seul degré de liberté. Néanmoins, son principal inconvénient réside dans son faible rendement en régime de faible charge et pour certains ratios de tension entre sortie et entrée. Pour augmenter l'efficacité du convertisseur sur une grande plage de fonctionnement, nous adoptons la technique la plus générale de modulation, dite *triple-phase-shift* (TPS). Cette modulation a trois déphasages commandés (Fig. 2) : les déphasages des commandes entre les deux bras du pont primaire, noté d_1 , et du pont secondaire, noté d_2 , ainsi que le déphasage entre les signaux du primaire et du secondaire, noté d_3 . Cette modulation apporte un nombre de degré de liberté très important pour la commande de ce type de convertisseur, permettant non seulement d'asservir la tension de sortie V_{out} à sa consigne, mais aussi de maîtriser le courant dans l'inductance i_L , qui influence le rendement du convertisseur.

En utilisant le modèle FCA, le convertisseur DAB peut être analysé en approximant les signaux AC $x(t)$ (tels que le cou-

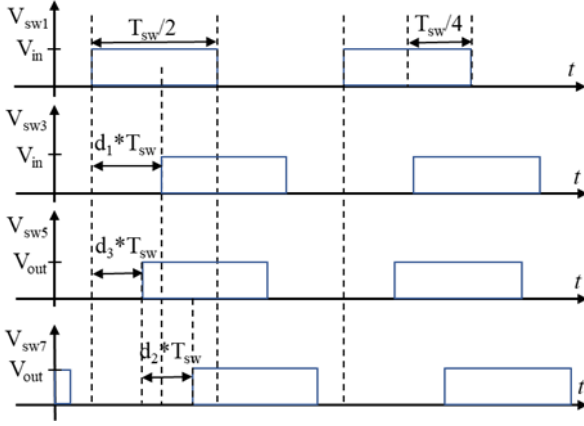


FIG. 2. Modulation TPS

rant de l'inductance et les tensions du transformateur) par leurs composantes fondamentales.

$$x(t) \approx \frac{x_0}{2} + x_d \sin(\omega t) + x_q \cos(\omega t) \quad (1)$$

avec

$$x_d = \frac{2}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (x(t) \sin(\omega t)) dt \quad (2)$$

$$x_q = \frac{2}{T_{sw}} \int_0^{T_{sw}} (x(t) \cos(\omega t)) dt \quad (3)$$

où $\omega = 2\pi f_{sw}$, avec f_{sw} la fréquence de découpage.

Par exemple, pour le courant dans l'inductance i_L , qui a une valeur moyenne nulle, cela donne :

$$i_L(t) \approx 0 + i_d \sin(\omega t) + i_q \cos(\omega t) \quad (4)$$

Le modèle FCA complet du convertisseur DAB est développé dans [4]. Le modèle d'état, formulé dans le domaine de la composante fondamentale, considère comme variables d'état, la tension de sortie V_{out} et les composantes en phase i_q et en quadrature i_d du courant i_L traversant le transformateur. Les variables de commande sont les degrés de liberté réels de commande des modulations.

Dans cet article, nous proposons un changement de variables en définissant des nouvelles grandeurs de commande u_1 , u_2 et u_3 via les équations (5).

$$u_1 = \frac{4 \sin(\pi d_2)}{\pi} \quad (5a)$$

$$u_2 = \frac{4 \sin(\pi d_1) \cos(2\pi d_3)}{\pi} \quad (5b)$$

$$u_3 = \frac{4 \sin(\pi d_1) \sin(2\pi d_3)}{\pi} \quad (5c)$$

Avec ce changement de variable, le modèle du premier harmonique du DAB devient (6)

$$L \frac{di_d}{dt} = -R_p i_d - L\omega i_q + V_{in} u_3 \quad (6a)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = L\omega i_d - R_p i_q - m u_1 V_{out} + V_{in} u_2 \quad (6b)$$

$$C \frac{dV_{out}}{dt} = \frac{m}{2} u_1 i_q - i_{out} \quad (6c)$$

où L et R_p sont respectivement l'inductance et la résistance de la bobine additionnés de l'inductance de fuite et de la résistance du transformateur, C est la capacité de sortie du convertisseur, $m = n_1/n_2$ est le rapport de transformation du transformateur, V_{in} est la tension d'entrée et i_{out} est le courant dans la charge.

2.2. Analogie avec le moteur synchrone à rotor bobiné

Un modèle de MSRB peut, par exemple, être trouvé dans [9]. En partant de celui-ci et en négligeant la dynamique du flux dans l'inducteur, on obtient le modèle (7) :

$$L \frac{di_d}{dt} = -R_p i_d + L n_p \Omega i_q + V_d \quad (7a)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L n_p \Omega i_d - R_p i_q - n_p M i_f \Omega + V_q \quad (7b)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = n_p M i_f i_q - \tau \quad (7c)$$

où R_p est la résistance statorique, L l'inductance statorique (considérée identique selon les axes d et q), Ω la vitesse mécanique du rotor, $M i_f$ le flux créé par l'inducteur, n_p le nombre de paires de pôles de la machine et J l'inertie ramenée au rotor. τ est le couple appliqué au rotor incluant les frottements, V_d et V_q sont les tensions appliquées à la machine dans le repère tournant d - q de Park.

Grâce au changement de variables effectué dans la sous-section précédente et aux simplifications apportées au modèle du MSRB, l'analogie entre les modèles du DAB (6) et du MSRB (7) devient assez claire. En effet, la vitesse Ω est remplacée par la tension de sortie V_{out} , les commandes $V_{in} u_3$ et $V_{in} u_2$ jouent le rôle des tensions V_d et V_q , la commande u_1 joue le rôle d'un flux inducteur contrôlable et le courant de sortie i_{out} correspond au couple de charge. Le ratio de transformation m est analogue au nombre de paires de pôles n_p .

La seule différence importante entre ces modèles porte sur les termes $(-L\omega i_q)$ et $(L\omega i_d)$, dans (6), qui dépendent de la variable ω , associée à la fréquence de découpage du convertisseur, considérée constante dans ce papier. Alors que les termes analogues dans le modèle (7), i.e. $(L n_p \Omega i_q)$ et $(-L n_p \Omega i_d)$ dépendent de la vitesse de la machine. Notons également l'inversion des signes sur ces termes entre les modèles du DAB et de la MSRB.

En se basant sur cette analogie, nous pouvons ainsi développer des commandes pour le convertisseur DAB de manière similaire à ce qui se fait pour les moteurs.

3. APPROCHE DE COMMANDE PROPOSÉE

3.1. Approche générale

Le système dynamique décrit par (6) est un système non linéaire à entrées multiples et sorties multiples (MIMO) avec les variables d'état i_d , i_q , V_{out} et les variables de commande u_1 , u_2 , u_3 . Comme pour un moteur synchrone où la dynamique de vitesse mécanique est beaucoup plus lente que celle des courants, pour le convertisseur DAB, on peut diviser le système d'équations (6) en deux dynamiques : une dynamique plus rapide, liée à la réponse des courants ; et une dynamique plus lente, liée à la réponse du condensateur de sortie et de la charge. Cette séparation de modes nous permet d'asservir les courants i_d et i_q à leurs consignes grâce aux commandes u_2 et u_3 en considérant le terme $-\frac{m}{2} u_1 V_{out}$ comme une perturbation mesurable.

La figure 3 montre ainsi le schéma global de commande. La régulation de la tension de sortie se fait en agissant sur la consigne i_{qref} comme une régulation de vitesse d'un moteur synchrone avec un simple correcteur PI. Le courant de consigne i_{dref} ainsi que la commande u_1 sont générés de manière à optimiser le rendement et à trouver un point de fonctionnement

atteignable pour chaque point de fonctionnement défini par la puissance demandée et la tension de sortie. Cela est équivalent à un système de défluxage et de *Maximum Torque Per Ampere* (MTPA) qui permet, par exemple, d'atteindre des vitesses élevées dans le cadre d'un pilotage de moteur en agissant sur le courant inducteur de la machine et sur le courant i_d . Les commandes u_1 , u_2 et u_3 sont ensuite traduites, après un changement de variables inverse, en vraies commandes d_1 , d_2 et d_3 qui seront appliquées au convertisseur. Les valeurs i_d et i_q peuvent être reconstruites à partir d'une mesure du courant dans le transformateur et d'un système de démodulation synchrone.

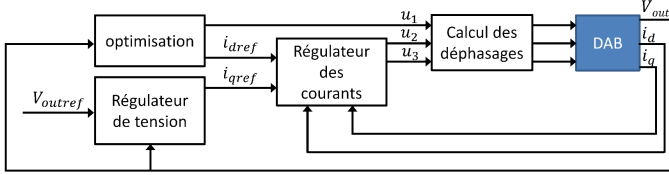


FIG. 3. Schéma de commande d'un DAB réalisé par analogie à la commande d'un moteur synchrone

3.2. Asservissement des courants

Afin de garantir une dynamique des courants très rapide, le concept des systèmes plats, introduit par Fliess et al. [7], est utilisé.

Un système différentiel est dit *plat* s'il existe un vecteur de sortie *plate*, y , permettant d'exprimer les variables d'état et les entrées en fonction de ses composantes et de leurs dérivées successives. Ainsi, la dynamique complète du système est entièrement caractérisée par le comportement de cette sortie plate. Cela permet de planifier les trajectoires du système et d'imposer le comportement souhaité.

Les courants i_d et i_q peuvent être considérés comme des sorties plates, y_1, y_2 , puisque l'ensemble du vecteur d'état, x , ainsi que les commandes u peuvent être exprimés en fonction des sorties plates et de leurs dérivées successives.

$$x_1 = y_1 \quad (8a)$$

$$x_2 = y_2 \quad (8b)$$

$$u_2 = \left(\dot{y}_2 + \frac{R_p}{L} y_2 - \omega y_1 + \frac{m}{2} u_1 V_{out} \right) \frac{L}{V_{in}} = \vartheta_1(y_1, y_2, \dot{y}_2) \quad (8c)$$

$$u_3 = \left(\dot{y}_1 + \frac{R_p}{L} y_1 + \omega y_2 \right) \frac{L}{V_{in}} = \vartheta_2(y_1, y_2, \dot{y}_1) \quad (8d)$$

On note que V_{in} est non nul et mesurable.

Ainsi, les équations (1a) et (1b) constituent un système plat. Les entrées u_2 et u_3 dans l'équation (8) correspondent à la dynamique inverse qui met le système initial sous la forme dite de *Brunovsky*. C'est-à-dire que pour chaque sortie y_i , on a $\dot{y}_i = w_i$, où w_i est une nouvelle entrée de commande obtenue à partir d'une loi de commande linéaire permettant le suivi de la trajectoire de référence de y_{itraj} (9).

$$w_1 = \dot{i}_d = \dot{i}_d^{traj} - K_p(i_d - i_d^{traj}) - K_i \int_0^t (i_d(\tau) - i_d^{traj}(\tau)) d\tau \quad (9a)$$

$$w_2 = \dot{i}_q = \dot{i}_{qt} - K_p(i_q - i_q^{traj}) - K_i \int_0^t (i_q(\tau) - i_q^{traj}(\tau)) d\tau \quad (9b)$$

où l'action intégrale est ajoutée pour éliminer les perturbations et compenser les erreurs de modélisation afin de garantir une erreur statique nulle des courants en régime permanent. Les paramètres de commande K_p et K_i , identiques pour les deux composantes du courant, sont réglés pour imposer une dynamique des erreurs de suivi des trajectoires i_{dt}^{traj} et i_{qt}^{traj} .

En raison des termes dérivés dans les lois de commande (8), les trajectoires de référence à suivre i_d^{traj} and i_q^{traj} doivent être continues et dérivables. Deux filtres passe-bas du second ordre sont utilisés pour générer les trajectoires souhaitées pour toute référence d'objectif i_{dref} et i_{qref} .

$$\frac{i_d^{traj}(s)}{i_{dref}(s)} = \frac{i_q^{traj}(s)}{i_{qref}(s)} = \frac{\omega_{ti}^2}{s^2 + 2\xi_{ti}\omega_{ti}s + \omega_{ti}^2} \quad (10)$$

où ξ_{ti} et ω_{ti} sont respectivement le coefficient d'amortissement et la pulsation naturelle désirée des filtres. Ces paramètres déterminent la dynamique des trajectoires à suivre qui doit respecter l'hypothèse de la séparation des échelles de temps en choisissant ω_{ti} plus grand que la bande passante en boucle fermée de la boucle de régulation de tension.

Il est à noter que les courants mesurés i_d et i_q ne sont utilisés que dans l'équation (9), mais pas dans la dynamique inverse de l'équation (8) pour calculer u_2 et u_3 . Ce qui rend moins sensible ces commandes au bruit de mesure.

Plus de détails sur la mise en œuvre de cette commande par platitude peuvent être trouvés dans [10].

4. VALIDATION ET SIMULATION

4.1. Système étudié

L'approche a été validée avec Matlab/Simulink en utilisant un modèle Simscape de type SPICE du DAB avec des modèles de composants à semiconducteur discrets pour les interrupteurs de puissance qui incluent des pertes en conduction. Les paramètres utilisés sont donnés dans le tableau 1. La valeur indiquée pour R_p est compatible avec les composants utilisés dans une alimentation isolée de 150 W pour calculateurs de vol (semiconducteurs LV-GaN avec $R_{DS-on} \approx 5 \text{ m}\Omega$ et un transformateur planaire mono-bobinage).

TABLEAU 1. Spécifications du convertisseur utilisé pour valider l'approche de commande proposée.

Paramètres	Valeur
Plage de tension d'entrée	$V_{in} : 15 \text{ à } 48 \text{ V}$
Puissance de sortie nominale	$P_{out, NOM} = 150 \text{ W}$
Tension de sortie	$V_{out}(v_0) = 12 \text{ V}$
rapport de transformation	$m = 2$
Fréquence de commutation	$f_{sw} = 1 \text{ MHz}$
Inductance	$L = 260 \text{ nH}$
Capacité en sortie	$C = 3 \text{ mF}$
Résistance parasite	$R_p = 30 \text{ m}\Omega$

Une large plage de fonctionnement de V_{in} (15 à 48 V) a été testée, mettant en évidence les difficultés de la conception classique du DAB à maintenir des performances élevées dans ces conditions.

4.2. Résultats de l'optimisation

Les figures 4 et 5 montrent le résultat de l'optimisation pour différents points de fonctionnement en puissance et en tension d'entrée. Le critère retenu ici est la minimisation du courant efficace dans le transformateur tout en respectant le point de fonctionnement désiré en tension et en puissance. Cette démarche

est très similaire à la technique de MTPA dans les moteurs. Des détails sur l'obtention de ces graphes peuvent être obtenus dans [11]. La limite actuelle de cette méthode réside dans le fait que les critères de pertes par commutation ne sont pas pris en compte, mais une extension avec un critère plus complet d'optimisation reste tout à fait envisageable en se basant sur le même principe de génération des deux degrés de liberté supplémentaires que sont u_1 et i_{dref} .

Sur la figure 4, est tracée la commande u_1 en fonction du ratio $m.V_{out}/V_{in}$ et de la puissance en sortie du convertisseur en échelle logarithmique. Pour des ratios $m.V_{out}/V_{in} < 1$, le convertisseur agit en mode abaisseur, ce qui est équivalent à un moteur à basse vitesse. Dans ce cas, u_1 est maintenu à son maximum ($4/\pi \simeq 1.27$), équivalent à mettre le flux inducteur le plus grand possible.

Pour ces mêmes zones à faible ratio $m.V_{out}/V_{in}$, sur la figure 5, la valeur de i_{dref} est maintenue à zéro, ce qui correspond à ne pas faire de défluxage, résultat cohérent pour une machine à basse vitesse.

Plus le ratio est grand, plus il devient intéressant de diminuer u_1 (surtout à faible puissance) et d'augmenter i_{dref} (surtout à forte puissance). Remarquons ici que le signe requis pour i_d est positif avec les conventions choisies dans ce formalisme, contrairement au moteur synchrone où un défluxage correspond à l'application d'un courant i_d négatif.

L'augmentation de la tension de sortie est donc possible de la même manière que l'augmentation de la vitesse est possible en défluxant un moteur (soit directement dans le cas d'une MSRB, soit via le courant i_d).

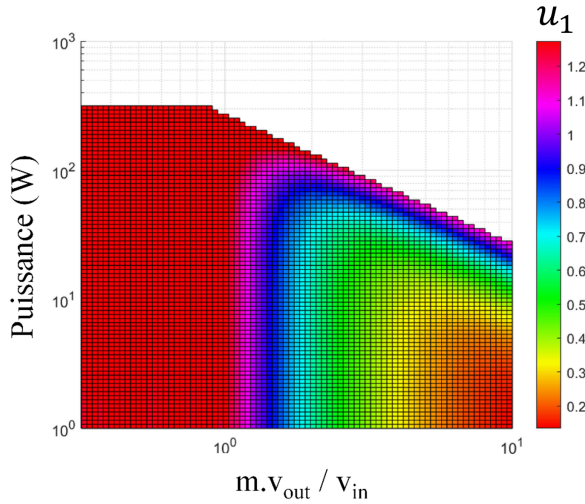


FIG. 4. Valeurs de la sortie u_1 calculée pour optimiser le rendement du convertisseur pour différents points de fonctionnement (puissance et tension d'entrée)

4.3. Comportement en régime quasi-statique

Tout d'abord, le comportement en régime statique de la tension d'entrée sous la variation continue de la charge a été étudiée. Les figures 6 et 7 montrent le fonctionnement du système sur toute la plage de puissance de sortie pour des tensions d'entrée respectivement de $V_{in,MIN} = 15\text{ V}$ et $V_{in,MAX} = 46\text{ V}$. La puissance de sortie augmente linéairement de $10\%P_{out,NOM}$ à $P_{out,NOM}$ entre 15 ms et 150 ms. Les références sont représentées par des lignes pointillées en noir et les grandeurs d'état en bleu. Un suivi correct de tous les états est observé dans toute la plage. Les variables de commande d_1 , d_2 , et d_3 sont représentées respectivement en vert, bleu et rouge. Pour $V_{in} = 15\text{ V}$ (Fig. 6), le ratio de conversion est grand. On voit que la référence de i_d augmente progressivement de 1 A à 14 A (défluxage)

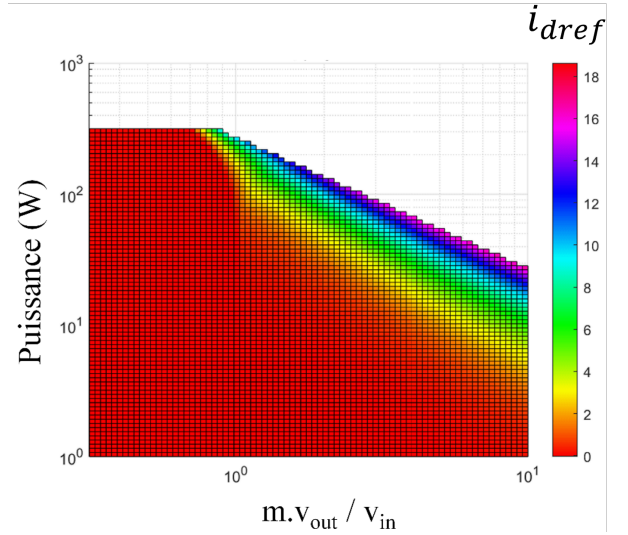


FIG. 5. Valeurs de la consigne i_{dref} calculée pour optimiser le rendement du convertisseur pour différents points de fonctionnement (puissance et tension d'entrée)

en fonction de la puissance de sortie. Alors que dans le cas où $V_{in} = 46\text{ V}$ (Fig. 7), le ratio de conversion est faible. i_{dref} reste à 0 A pour toute la plage de puissance de sortie (équivalent à aucun défluxage dans le cas d'un moteur synchrone).

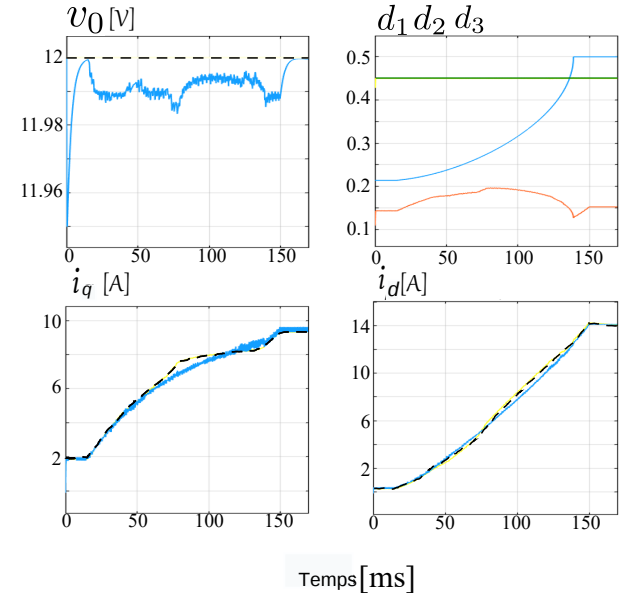


FIG. 6. Variables d'état et de commande lors d'une transition de 10% de $P_{out,NOM}$ à $P_{out,NOM}$, à la tension d'entrée minimale $V_{in} = 15\text{ V}$.

4.4. Comportement en régime transitoire

Pour tester le comportement transitoire, un échelon de tension d'entrée de 18 V à 46 V a été appliqué pour un fonctionnement à puissance de sortie nominale ($P_{out,NOM}$). L'échelon est appliqué en limitant la pente à une dérivée de $3.3\text{ V}/\mu\text{s}$, représentative des transitoires observés sur les réseaux avioniques réels au niveau des entrées d'alimentation. La tension d'entrée et le courant dans l'inductance sont tracés sur la figure 8. On peut observer que le courant i_L ne présente aucun dépassement en AC grâce à la commande proposée. On remarque aussi que la forme à haute fréquence du courant pour une faible tension d'entrée est très différente de sa forme pour une grande tension d'entrée : ce changement de forme d'onde est rendu possible

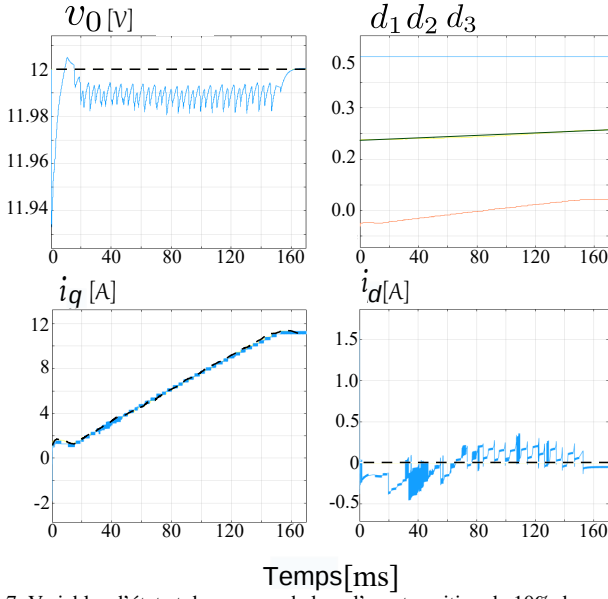


FIG. 7. Variables d'état et de commande lors d'une transition de 10% de $P_{out,NOM}$ à $P_{out,NOM}$, à la tension d'entrée maximale $V_{in} = 46$ V.

et automatique grâce à l'utilisation des trois déphasages comme entrées de commande, principe de la modulation TPS.

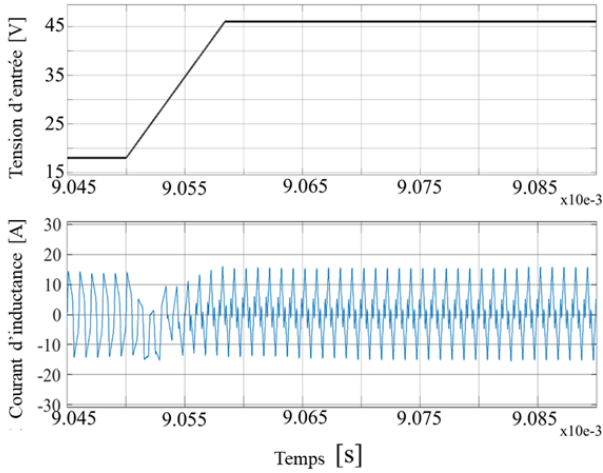


FIG. 8. Transitoire du courant i_L lors d'une brusque augmentation de v_{in} pour une puissance de sortie nominale.

Finalement, la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système a été vérifiée. La figure 9 montre ainsi le comportement du courant i_L sous les mêmes conditions de simulation que celles utilisées pour les résultats de simulation de la figure 8, mais l'inductance dans le modèle Simscape a été réduite de 40%. On peut constater que le courant i_L n'a toujours pas de dépassement AC même en présence de variation de L .

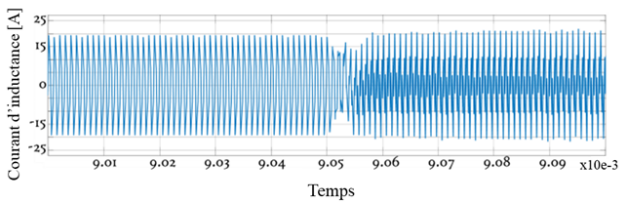


FIG. 9. Transitoire du courant i_L lors d'une brusque augmentation de v_{in} (idem Fig. 8) pour une valeur d'inductance L 40% plus faible que sa valeur nominale

5. CONCLUSION

Cet article présente une modélisation et une commande originales pour un convertisseur DAB, basées sur un modèle au sens du premier harmonique. Cette approche permet d'élaborer une stratégie de commande et d'optimisation en s'appuyant sur une analogie avec un moteur synchrone. La validation, effectuée par simulation sous Matlab/Simulink, a donné des résultats probants, confirmant l'efficacité de l'approche pour réguler la tension de sortie. Elle démontre également la capacité à diminuer les dépassements de courant dans le transformateur lors des variations de la puissance de sortie et de la tension d'entrée, garantissant ainsi une performance dynamique robuste.

6. RÉFÉRENCES

- [1] P. Demumieux, O. Avino-Salvado, C. Buttay, C. Martin, F. Sixdenier, C. Joubert, J. S. Ngoua Teu Magambo, T. Löher, "Design of a Low-Capacitance Planar Transformer for a 4 kW/500 kHz DAB Converter," 2019 IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo. (APEC), March 2019.
- [2] Q. Bu, H. Wen, J. Wen, Y. Hu, Y. Du, "Transient DC Bias Elimination of Dual Active Bridge DC-DC Converter with Improved TriplePhase-Shift Control," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 67, pp. 8587-8598, October 2020.
- [3] J. Hu, S. Cui, D. von den Hoff, R. W. De Donecker, "Dynamic Phase-Shift Control for Bidirectional Dual-Active Bridge Converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 36, pp. 6197-6202, June 2021.
- [4] S. Uicich, J.-Y. Gauthier, X. Lin-Shi, B. Allard, A. Plat, "General DAB 1st Harmonic TPS State Space Model," IECON 2021 – 47th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., September 2021.
- [5] W. Choi, K.-M. Rho, B.-H. Cho, "Fundamental Duty Modulation of Dual-Active-Bridge Converter for Wide-Range Operation, IEEE Transactions on Power Electronic., vol. 31, pp. 4048-4064, August 2015.
- [6] Nie Hou, Yun Wei Li, "Overview and Comparison of Modulation and Control Strategies for a Nonresonant Single-Phase Dual-Active-Bridge DC/DC Converter". In : IEEE Transactions on Power Electronics 35.3 (mars 2020), p. 3148-3172.
- [7] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems : introductory theory and examples," Int. J. Control, pp. 745-765, Jan 1995
- [8] P. Thounthong, S. Sikkabut, N. Poonnoi, P. Mungporn, B. Yodwong, P. Kumam, N. Bizon, B. Nahidmobarakeh, S. Pierfederici, "Nonlinear Differential Flatness-Based Speed/Torque Control With State-Observers of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 54, pp. 2874-2884, May-June 2018.
- [9] Dòria-Cerezo, A et al., "Passivity-based control of a wound-rotor synchronous motor", IET Control Theory and Applications , vol. 4, pp. 2049-2057, oct. 2010.
- [10] Simon Uicich et al., "Flatness-Based Control for Transient Current Suppression in a Dual Active Bridge Converter", in 2024 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). IEEE, pp. 1-6, mar. 2024.
- [11] Simon Uicich et al., "DAB frequency decoupling control with current minimization", in 2022 24th European, Conference on Power Electronics and Applications (EPE'22 ECCE Europe), pp. 1-9, sep. 2022.