



HAL
open science

Allocation des grandeurs de commande d'un convertisseur Dual Active Bridge au moyen d'un algorithme d'optimisation

Guy Lanier Scoggin, Adrien Voldoire, Lucas Pniak, Olivier Béthoux

► To cite this version:

Guy Lanier Scoggin, Adrien Voldoire, Lucas Pniak, Olivier Béthoux. Allocation des grandeurs de commande d'un convertisseur Dual Active Bridge au moyen d'un algorithme d'optimisation. Journées couplées du GDR SEEDS et de la conférence JCGE - Jeunes Chercheurs en Génie Electrique, GDR SEEDS, Jun 2024, 44490 Le Croisic, France. hal-04828323

HAL Id: hal-04828323

<https://hal.science/hal-04828323v1>

Submitted on 10 Dec 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Allocation des grandeurs de commande d'un convertisseur Dual Active Bridge au moyen d'un algorithme d'optimisation

Guy L. SCOGGIN * † ‡ Adrien VOLDOIRE †‡ Lucas PNIAC * Olivier BETHOUX † ‡

* Safran Tech, 78117 Chateaufort, FR

† Université Paris-Saclay, CentraleSupélec, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 91192, Gif-sur-Yvette, France

‡ Sorbonne Université, CNRS, Laboratoire de Génie Électrique et Électronique de Paris, 75252, Paris, France

*guy.scoggin@centralesupelec.fr, adrien.voldoire@centralesupelec.fr,
lucas.pniac@safrangroup.com, olivier.bethoux@centralesupelec.fr*

RESUME - Cet article propose une méthode innovante pour allouer les grandeurs de commande d'un convertisseur Dual Active Bridge en régime permanent. Après un rappel du fonctionnement de ce convertisseur DC/DC isolé et des contraintes de commutation douce associées, une mise en équation dans le domaine fréquentiel est proposée. Le modèle développé permet de prendre en compte jusqu'à 5 degrés de libertés sur la commande. Les valeurs de ces grandeurs de commande sont ensuite allouées en résolvant un problème d'optimisation, à l'aide d'un algorithme à base de descente de gradient. L'objectif est de minimiser le courant efficace circulant dans le convertisseur, car cette grandeur est à l'image des pertes, tout en respectant les contraintes de commutation douce et de transfert de puissance. Les résultats d'optimisation montrent des gains substantiels en comparaison de modulations classiques phase-shift, en particulier à puissance réduite.

MOTS-CLES - Dual Active Bridge, modulation, optimisation, domaine fréquentiel, commande.

1. Introduction

Le convertisseur Dual Active Bridge (DAB) a été proposé pour la première fois par DeDoncker en 1991 en tant que convertisseur de puissance bidirectionnel isolé galvaniquement, capable de fournir des densités de puissance élevées pour une large gamme de rapports de conversion de tension [1]. Son schéma général est présenté sur la Fig.1, où on voit qu'un convertisseur DAB est composé de deux onduleurs en pont complet connectés par un transformateur et une inductance de liaison L ; le transformateur assure l'isolation galvanique des deux réseaux de tension différents, et l'inductance de liaison modère le flux de puissance entre les deux sources de tension. La densité de puissance élevée du DAB provient de la possibilité de piloter les 8 transistors Q_i à zéro de tension à l'amorçage (ZVS)..

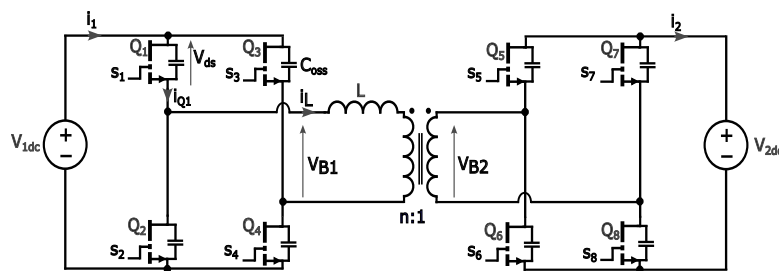


Figure 1: Topologie typique d'un convertisseur Dual Active Bridge à l'interface de deux réseaux de tension DC

La densité de puissance élevée et la flexibilité du convertisseur DAB font qu'il est un bon candidat pour réaliser les fonctions d'interfaçage des réseaux électriques embarqués, tels que les véhicules électriques et les avions.

Dans ce contexte, le convertisseur DAB doit fonctionner sous une gamme de tensions continues et à tous les niveaux de puissance $P_i \in [-P_{max}, ; +P_{max}]$. La présence de 4 couples d'interrupteurs indépendants offrant un grand nombre de degré de libertés, il existe une infinité de commande possible pour satisfaire le transfert de puissance. La contrainte principale consiste à conserver les commutations ZVS pour tous les points de fonctionnement, sous peine de dépasser la température de jonction maximale des composants. Cette contrainte est particulièrement difficile à respecter à basse puissance.

Dans ce cadre, cet article présente une stratégie pour allouer les grandeurs de commande de façon à gérer le transfert de puissance et à respecter les contraintes de ZVS.

Ce travail définit d'abord comment les variables d'entrée de l'utilisateur x définissent une stratégie de modulation et entrent directement dans les signaux de commutation des transistors individuels s_1 . Ensuite, une représentation des

signaux est proposée dans le domaine des fréquences, de façon à être utilisée pour formuler des expressions invariantes qui décrivent un point opérationnel DAB donné en régime permanent.

Selon [2], on peut constater que le comportement de commutation du convertisseur DAB peut être condensé en sources de tension contrôlées reliées par une inductance, ce qui conduit au modèle simplifié du convertisseur DAB représenté sur la Fig.(2).

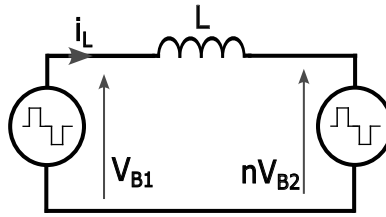


Figure 2: Topologie simplifiée représentant le convertisseur DAB.

C'est la topologie du circuit de la figure 2 qui sera utilisée pour calculer les commandes optimales en régime permanent, dont le modèle mathématique est donné par (1), et qui néglige notamment les parasites des composants tels que l'inductance magnétisante du transformateur et la résistance de l'inductance.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_{B1} - nV_{B2} \quad (1)$$

2. Représentations harmoniques des signaux de courant et de tension

Les signaux de commutation si présentés sur la Fig.3 commandent les 4 couples d'interrupteurs. Selon les conventions de la Fig.3, et en négligeant les temps morts hachurés en rouge, l'expression temporel pour V_{B1} au cours d'une période de commutation T s'exprime selon (2).

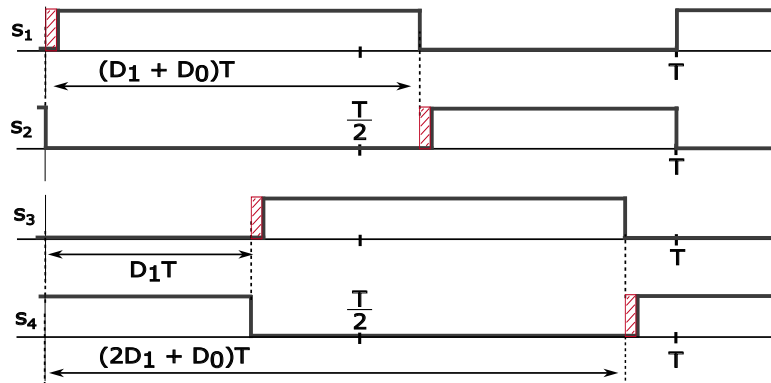


Figure 3: Fonctions de découpage du pont primaire

$$V_{B1}(t) = \begin{cases} V_{1dc}, & t \in [0, D_1T) \\ 0, & t \in [D_1T, (D_1 + D_0)T) \\ -V_{1dc}, & t \in [(D_1 + D_0)T, (2D_1 + D_0)T) \\ 0, & t \in [(2D_1 + D_0)T, T) \end{cases} \quad (2)$$

La Fig. 4 montre les graphiques de V_{B1} et nV_{B2} sur une période de commutation, où l'on voit que V_{B2} a exactement la même forme par morceaux que V_{B1} , sauf qu'il a été décalé dans le temps de $t = \phi T (2\pi)^{-1}$ secondes.

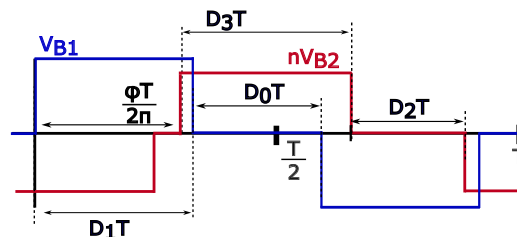


Figure 4: Evolution de V_{B1} et V_{B2} selon les grandeurs d'entrée D_0, D_1, D_2, D_3 et ϕ .

Selon le point opérationnel, le rapport de conversion de la tension continue, est défini comme $d = nV_{2dc}/V_{1dc}$; la puissance cyclique moyenne sortant de V_{B1} et entrant dans V_{B2} , est donné par (3).

$$P_T = \frac{1}{T} \int_T V_{B1} i_L dt \quad (3)$$

Le courant efficace de l'inductance $i_{L,rms}$ sera utilisé pour caractériser les performances du convertisseur. Cette grandeur représente les pertes par conduction dans les transistors, dans l'inductance et dans le transformateur du convertisseur et est la plus fréquemment utilisée dans la bibliographie [2]–[4]. Bien que d'autres indicateurs de performance existent, comme la puissance réactive moyenne transportée par l'inductance L , ces expressions sont généralement plus compliquées [3], [5]. Le carré du courant efficace de l'inducteur est donc utilisé comme mesure de performance et objectif d'optimisation $f(x)$ pour un point opérationnel donné et donné par (4).

$$i_{L,rms}^2 = \frac{1}{T} \int_T i_L^2 dt \quad (4)$$

En ce qui concerne les expressions présentées dans le domaine temporel, on se heurte à un obstacle important lorsqu'on se demande comment formuler exactement ce problème d'optimisation. En résolvant (1), on constate que l'expression du courant d'inductance varie pour chaque combinaison de paramètres de commande et de rapports de conversion qui donnent à $\Delta V(t) = V_{B1} - nV_{B2}$ une forme discontinue. Cela nécessite la formulation d'un ensemble de problèmes d'optimisation, un pour chaque combinaison d'expressions uniques de puissance et de courant, puis la comparaison des optima a priori. Bien que cela ait été fait avec succès par [4] en éliminant intuitivement certaines combinaisons à l'avance, on peut écrire des expressions de tension, de courant et de puissance qui sont invariantes par rapport au point de fonctionnement en utilisant les expressions de Fourier pour les signaux périodiques.

La représentation complexe de Fourier d'un signal temporel $x(t)$ est donnée par (5), où $\omega = 2\pi f_{sw}$.

$$\begin{aligned}
 x(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{c}_k e^{jk\omega t} \\
 \tilde{c}_k &= \int_T x(t) e^{-jk\omega t} dt
 \end{aligned} \quad (5)$$

L'application de (5) à (2) conduit à (6) la représentation du domaine des fréquences $\tilde{V}_{B1,k}$ pour $V_{B1}(t)$.

$$\tilde{V}_{B1,k} = \frac{V_{1dc}}{-j2\pi k} (e^{-j2\pi k D_1} - 1) (1 - e^{-j2\pi k (D_0 + D_1)}) \quad (6)$$

La représentation dans le domaine des fréquences $\tilde{V}_{B2,k}$ pour $V_{B2}(t)$ est la même que pour V_{B1} mais avec l'ajout d'un décalage de phase. Celui-ci est donné par (7).

$$\tilde{V}_{B2,k} = \frac{V_{2dc}}{-j2\pi k} (e^{-j2\pi k D_3} - 1) (1 - e^{-j2\pi k (D_2 + D_3)}) e^{-jk\phi} \quad (7)$$

Les propriétés de linéarité et de dérivée temporelle de la transformée de Fourier permettent d'écrire le courant de l'inductance dans le domaine temporel selon (8).

$$\begin{aligned}
 i_L(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{i}_{L,k} e^{jk\omega t} \\
 \tilde{i}_{L,k} &= \frac{\tilde{V}_{B1} - n\tilde{V}_{B2}}{j\omega k L}
 \end{aligned} \quad (8)$$

En insérant les représentations de Fourier dans le domaine temporel de V_{B1} et i_L dans (3) et (4), on constate que les expressions de P_T et de $i_{L,rms}^2$ peuvent être écrites en indiquant ensuite l'hypothèse retenue pour le critère d'arrêt de la somme des coefficients du domaine des fréquences de Fourier $\tilde{V}_{B1,k}$ et $\tilde{i}_{L,k}$; ces coefficients sont donnés par (9) et (10), respectivement, où le symbole '*' indique le conjugué complexe.

$$P_T = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{V}_{B1,k} \tilde{i}_{L,k}^* + \tilde{V}_{B1,k}^* \tilde{i}_{L,k} \quad (9)$$

$$i_{L,rms}^2 = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tilde{i}_{L,k} \tilde{i}_{L,k}^* \quad (10)$$

Ces expressions du domaine fréquentiel décrivent comment la tension et les courants du convertisseur sont des superpositions de sinusoides oscillant à des multiples entiers de la fréquence de commutation fondamentale. Les expressions (9) et (10) sont éclairantes car elles montrent comment les contributions de la puissance active et du courant sont portées par chaque multiple entier de la fréquence de commutation, et sont toujours des contributions positives pour le courant efficace, mais potentiellement négatives pour la puissance cyclique.

3. Définition du problème d'optimisation

En tronquant les expressions (8), (9) et (10), on obtient des approximations arbitrairement précises qui peuvent être mises en œuvre numériquement pour définir un problème d'optimisation. L'expression du courant dans le domaine temporel (8) est utilisée pour exprimer la condition ZVS requise sur le courant de l'inductance pendant chacun des 8 événements d'allumage du transistor ; ils deviennent des contraintes d'inégalité non linéaires. La puissance cyclique moyenne devient une contrainte d'égalité définissant le point de fonctionnement avec les paramètres de tension continue constante V_{1dc} et nV_{2dc} , et le courant efficace est l'objectif de minimisation. Ces relations sont représentées par la Fig.5.

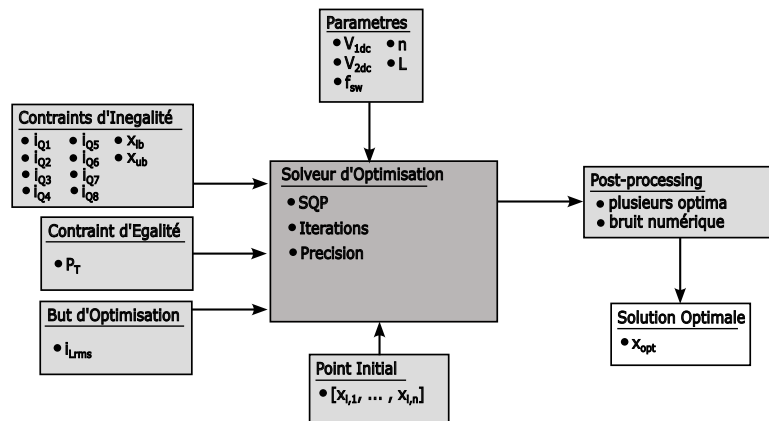


Figure 5: Schéma synoptique du problème d'optimisation pour calculer la commande optimale pour un point opérationnel donné

Avant de présenter les résultats, il convient de souligner quelques points importants concernant la figure 5. La première est qu'il y a 8 contraintes d'inégalité non linéaires i_{Q_i} qui doivent être satisfaites pour maintenir la ZVS. Cependant, les stratégies de modulation à deux et trois paramètres, également connues sous le nom de Double Phase-Shift (DPS) et Triple Phase-Shift (TPS), présentent des symétries telles que DPS n'a que 3 contraintes d'inégalité uniques et TPS n'en a que 4, alors que la stratégie de modulation à cinq paramètres, appelée Hybrid Phase-Shift par [3] qui a été proposée sur la Fig.4, doit satisfaire les 8 contraintes, une pour chaque transistor.

Le deuxième point est que le problème d'optimisation n'est pas convexe. Ceci, en plus du fait que la convergence numérique est liée au choix de la supposition initiale x_i , nécessite l'utilisation de plusieurs points de départ pour chaque calcul de point de fonctionnement. Étant donné que l'optimiseur a trouvé potentiellement autant d'optima que de points de départ, il est nécessaire de post-traiter les données pour trouver les optima globaux et filtrer tout bruit numérique pouvant survenir en raison des troncatures d'expression. Enfin, un solveur SQP basé sur le gradient a été utilisé en raison de la présence de la contrainte d'égalité. Les algorithmes stochastiques, de type NSGA-II et PSO, ont également été mis en oeuvre, mais la convergence n'a pas été atteinte à cause des nombreuses contraintes du problème.

Il est également intéressant de noter que l'on peut utiliser les mêmes expressions de tension et de courant invariants pour chaque stratégie de modulation, et passer simplement de HPS, une stratégie de modulation à cinq paramètres, à TPS en réglant $D_0 = 0,5 - D_1$ et $D_2 = 0,5 - D_3$, et passer de TPS à DPS en réglant D_1 ou D_3 égal à 0,5 en fonction du pont qui a la tension continue la plus élevée.

4. Résultats

La figure 6 compare le paramètre de contrôle optimal D_1 pour les stratégies de modulation DPS, TPS, et HPS sur l'ensemble de la plage de puissance, pour un rapport de conversion de tension de 0,81, une troncature numérique de 30 harmoniques positives et négatives pour DPS et TPS, 10 harmoniques pour HPS, et un courant de commutation minimum égale à 0A pour satisfaire les contraintes ZVS. Notamment, les calculations pour DPS ont pris environ 1 heure pour calculer toute la gamme de fonctionnalité (200 points de puissance x 20 rapports de conversion), les calculs de TPS ont pris 1 jour pour toute la gamme de fonctionnalité, et les calculs de HPS à 10 harmoniques ont pris 3 jours pour toute la gamme de la puissance et un seul rapport de conversion (200 points de puissance x 1 rapport de conversion).

La figure 7 compare les courants efficaces optimaux pour les stratégies de modulation DPS, TPS, et HPS sur l'ensemble de la plage de puissance avec le même rapport de conversion de tension, la même troncature numérique et le même courant de commutation minimum.

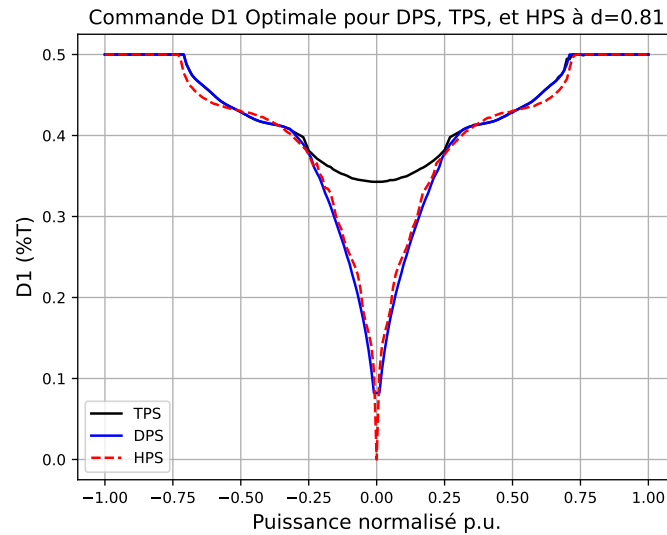


Figure 6: Optimal D_1 pour toute la gamme de puissance et un rapport de conversion de tension de 0.81

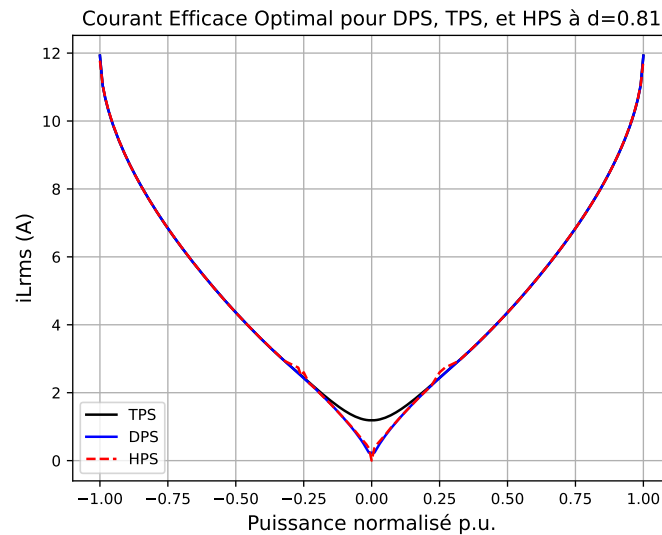


Figure 7: Optimal $i_{L_{rms}}$ pour toute la gamme de puissance et un rapport de conversion de tension de 0.81

Les figures 6 et 7 démontrent que la méthode proposée produit des résultats exploitables. L'algorithme d'optimisation converge pour tous les points de l'espace des solutions, en respectant les contraintes d'égalité et d'inégalité. On s'attend à ce que les stratégies de modulation TPS et HPS aient un courant efficace plus faible que la modulation DPS en raison des degrés de liberté supplémentaires, mais seulement dans une certaine région de faible puissance. Ce qui est intéressant, c'est que ce degré de liberté supplémentaire donne également au TPS et HPS des dérivés des commandes de contrôles beaucoup plus agressifs; ce comportement rendrait une stratégie de contrôle en boucle fermée plus instable vis-à-vis les incertitudes. En outre, les trois stratégies de modulation ont donné des résultats pour toute la gamme de puissances, ce qui signifie que les conditions de commutation à tension nulle ont été satisfaites sur toute la gamme pour un courant de commutation minimum de 0A.

Enfin, ce dernier paragraphe présente la validation des modèles analytiques intégrés dans l'outil d'optimisation. Tableau I montre les comparaisons entre les mesures de courant et puissance calculées par la méthode proposée et une simulation PLECS, pour des grandeurs de commande allouée de façon optimale par la méthode. Le cahier des charges reprend les paramètres suivantes: $L = 12\mu H$, $f_{sw} = 350kHz$, $V_{1dc} = 270V$, $V_{2dc} = 21.9V$, $n = 10$.

Tableau I: Comparaisons des résultats fréquentielle aux simulations temporel

Stratégie de Modulation	P_T (W) - Opt.	P_T - PLECS	$i_{L,rms}$ (A) - Opt.	$i_{L,rms}$ - PLECS
DPS	105.92	110.6	1.3	1.3
TPS	105.92	105.79	0.84	0.84

Pour la stratégie de modulation DPS, les grandeurs de commande optimales obtenues sont : $\phi = -24.01^\circ$, $D_1 = 0.35$, $D_3 = 0.5$. Pour la stratégie de modulation TPS, les grandeurs de commande optimales obtenues sont : $\phi = -1.36^\circ$, $D_1 = 0.19$, $D_3 = 0.24$. Ces résultats montrent que l'erreur commise par les modèles est inférieure à 5%. D'autres résultats obtenus sur d'autres points de fonctionnement confirment cette affirmation. Cette bonne précision permet d'envisager sereinement l'implémentation de lois de commande sur un système temps réel par cette méthode d'optimisation.

5. Conclusion

Cet article a montré comment la formulation fréquentielle peut être utilisée pour calculer les commandes optimales d'un convertisseur Dual Active Bridge. L'originalité du travail réside dans l'utilisation conjointe d'un modèle fréquentiel avec un algorithme à base de descente de gradient. Cette technique n'a été ici appliquée qu'à trois stratégies de modulation, des travaux en cours montrent qu'elle peut-être étendue à d'autres stratégies. En outre, on peut imaginer évaluer des objectifs d'optimisation plus pertinents que le courant efficace, tel que les pertes dans le transformateur comme décrit dans [6], les pertes pendant la commutation comme décrit par [7], les pertes dans tous les composants, ou la masse du convertisseur. De plus, il est toujours impératif de considérer que les stratégies de modulation, et les boucles fermés de contrôle qui les contiennent, doivent être évaluées selon des critères de contrôlabilité et de stabilité d'une manière robuste comme celle démontrée dans [8]. Une perspective immédiate de ces travaux consiste à valider les stratégies de commande synthétisées par optimisation en utilisant les techniques d'expérimentation rapide Hardware-In-the-Loop (HIL).

References

- [1] R. De Doncker, D. Divan, and M. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density dc/dc converter for high-power applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, January 1991.
- [2] M. Blanc, Y. Lembeye, and J.-P. Ferrieux, "Dual active bridge pour la conversion continu-continu," *Techniques de l'ingénieur*, vol. 1, no. E3975, février 2019.
- [3] J. Li, Q. Luo, D. Mou, Y. Wei, P. Sun, and X. Du, "A hybrid five-variable modulation scheme for dual-active-bridge converter with minimal rms current," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 1, January 2022.
- [4] M. Capo-Llitas, G. G. Oggier, E. Bullich-Massague, D. Heredero-Peris, and D. Montesinos-Miracle, "Analytical and normalized equations to implement the optimized triple phase-shift modulation strategy for dab converters," *IEEE Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 11, no. 3, June 2023.
- [5] G. G. Oggier, G. O. Garcia, and A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge dc-dc converter under soft switching in the whole operating range," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, April 2011.
- [6] L. Pniak, "Vers une modélisation électromagnétique exhaustive et rapide du transformateur planaire par le principe de moindre action," Ph.D. dissertation, January 2023.
- [7] R. Hou, Y. Shen, H. Zhao, H. Hu, J. Lu, and T. Long, "Power loss characterization and modeling for gan-based hard-switching half-bridges considering dynamic on-state resistance," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, April 2020.
- [8] G. Duc and S. Font, *Commande Robuste Multivariable*. Gif-sur-Yvette, FR: Programme Ingénieur Centralesupelec, 2022.