



HAL
open science

Gestion de l'énergie à bord d'un drone marin : Convertisseur Buck-Boost entrelacé

Guillaume Pellecuer, Thierry Martiré, Loïc Daridon

► To cite this version:

Guillaume Pellecuer, Thierry Martiré, Loïc Daridon. Gestion de l'énergie à bord d'un drone marin : Convertisseur Buck-Boost entrelacé. 5ème édition du Symposium de Génie Électrique (SGE 2023), Laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance - L2EP, Jul 2023, Lille, France. hal-04156498

HAL Id: hal-04156498

<https://hal.science/hal-04156498>

Submitted on 8 Jul 2023

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.

Gestion de l'énergie à bord d'un drone marin : Convertisseur Buck-Boost entrelacé

Guillaume PELLECUER¹, Thierry MARTIRÉ¹, Loïc DARIDON²

¹Institut d'Électronique et des Systèmes IES, Université de Montpellier, CNRS, Montpellier, FRANCE

²Laboratoire de Mécanique et Génie Civil LMGC, Université de Montpellier, CNRS, Montpellier, FRANCE

RESUME – Cet article décrit la chaîne de gestion de l'énergie à bord d'un drone marin (Autonomous Surface Vehicle ou ASV). L'énergie est fournie par quatre panneaux photovoltaïques (PV) fixés sur une aile rigide orientable en fonction des conditions météorologiques et de l'état de charge de la batterie du véhicule. La caractérisation des panneaux a permis d'évaluer le potentiel énergétique du système afin de dimensionner au mieux le convertisseur DC/DC placé entre les panneaux photovoltaïques et le réseau de bord, dont la tension est imposée par une batterie lithium-ion spécifique à l'ASV. Les larges variations de tension en sortie des panneaux et la nécessité d'un MPPT (Maximum Power Point Tracking) imposent un convertisseur capable de fonctionner à la fois en abaisseur et en élévateur. L'utilisation d'un hacheur Buck-Boost non-inverseur à quatre interrupteurs est donc une solution simple et efficace pour l'application envisagée. Cet article présente la démarche de dimensionnement, de modélisation et de réalisation de ce convertisseur.

Mots-clés – Drone marin, Panneaux photovoltaïques, Convertisseur Buck-Boost, Coupleur magnétique, Modélisation 3D.

1. INTRODUCTION

L'ASV est un "petit" drone marin autonome capable de réaliser diverses missions maritimes telles que la régulation des activités humaines (sécurité, exploration offshore, défense des zones protégées...) ou encore de faire de la surveillance environnementale (relevés océanographiques, surveillance et suivi de la faune marine, zones de pêche...)

L'objectif est de développer un engin de surface innovant associant une plateforme à foils ainsi qu'une propulsion utilisant une aile rigide robotisée sur le dessus de laquelle sont fixés des panneaux photovoltaïques permettant de fournir l'énergie de bord. Cette aile est orientable en temps réel, en fonction des conditions météorologiques, de navigation et de l'état de charge de la batterie principale. En effet, le drone dispose d'un ensemble de capteurs ainsi que d'une intelligence artificielle capable de prendre une décision sur la commande d'angle d'orientation de l'aile. La figure 1 présente une vue 3D du drone marin en cours de réalisation.

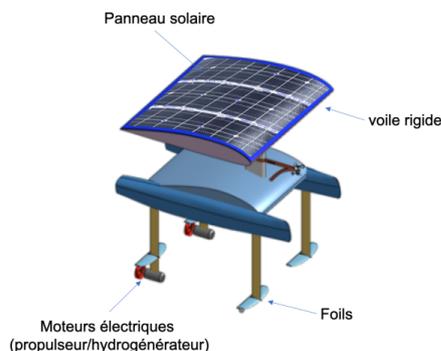


FIG. 1. Prototype de drone marin

La gestion de l'énergie à bord est un enjeu majeur dans la conception de ce type de véhicule. En effet, les profils et les durées de missions dépendent de la quantité d'énergie disponible à bord. Il faut donc concevoir un système d'alimentation électrique simple et fiable permettant de fournir suffisamment d'énergie. La tension du réseau de bord est fixée par une batterie lithium-ion 48V. Quatre panneaux photovoltaïques disposés sur l'aile rigide fournissent une partie de l'énergie de manière à assurer l'autonomie du véhicule. Placé entre le réseau de bord et le générateur photovoltaïque, un convertisseur DC/DC permet d'adapter les niveaux de tension et de faire fonctionner les PV à leur point de puissance maximale afin d'optimiser le profil énergétique de la mission. La figure 2 présente le schéma synoptique de la chaîne de puissance embarquée dans le drone.

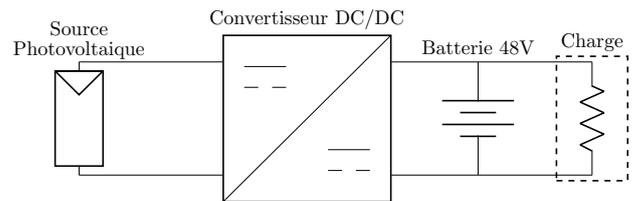


FIG. 2. Chaîne de puissance embarquée

La réalisation d'un drone marin autonome présente des contraintes propres à l'application, à prendre en compte dans la conception du convertisseur d'énergie. En effet, le volume et le poids du convertisseur embarqué sont deux éléments qu'il convient d'optimiser. La densité de puissance est une grandeur qu'il faut garder à l'esprit lors de la conception du système. De plus, les conditions de fonctionnement maritime du drone imposent d'avoir une masse commune de manière à éviter les réactions d'oxydo-réduction entre les divers éléments du véhicule.

2. ÉNERGIE PHOTOVOLTAÏQUE DE BORD

Le générateur photovoltaïque placé à bord du véhicule est la principale source d'énergie disponible. Les dimensions de l'aile rigide du drone limitent la surface du générateur photovoltaïque (PV). D'autres facteurs doivent être pris en compte dans le choix des panneaux comme leur poids et la surface profilée de l'aile (qui permet d'améliorer le coefficient de pénétration dans l'air [1]). Ces contraintes imposent l'utilisation de panneaux souples avec une surface disponible de 4m². Le panneau SunPower® Flex d'une puissance de 100Wc répond parfaitement aux besoins de l'application. L'installation comprend donc quatre panneaux de ce type permettant théoriquement d'obtenir une puissance crête de 400W en conditions dites STC (Standard Test Conditions). La figure 3 présente le prototype de l'aile rigide avec la source d'alimentation photovoltaïque en cours de développement au sein des laboratoires LIRMM/LMGC/IES.



FIG. 3. Prototype de l'aile rigide

2.1. Caractérisation de l'installation photovoltaïque

Le choix d'une topologie et le dimensionnement d'un convertisseur de puissance nécessitent la maîtrise des paramètres électriques d'entrée et de sortie. La batterie, connectée au réseau DC de bord, impose la tension de sortie du convertisseur tandis que l'installation photovoltaïque impose (via le MPPT) la puissance disponible à l'entrée en fonction de l'ensoleillement. La caractérisation du panneau est nécessaire d'un point de vue dimensionnement du convertisseur, mais elle est également indispensable pour analyser le potentiel énergétique du système.

Une campagne de caractérisation a été réalisée dans le cadre du projet ASV. Ce type de travail dépend fortement du lieu et de la saison. En effet, la capacité d'un panneau photovoltaïque à fournir de l'énergie électrique est fortement dépendante de la température, de l'inclinaison, de l'ensoleillement et de l'orientation par rapport au soleil du panneau. Les résultats de caractérisation d'un panneau photovoltaïque du générateur présentés ici sont issus de tests effectués à Montpellier (Lat. 43.632803, Long. 3.865152) dans le sud de la France au mois de juillet. L'objectif ici est de pouvoir analyser le potentiel énergétique d'un panneau sur une journée. La caractérisation d'un panneau, d'un point de vue électrique repose sur l'obtention de la courbe $I(V)$ et $P(V)$. Un traceur $I(V)$ simple basée sur la charge (de 0 à V_{OC}) d'un condensateur piloté par un interrupteur permet de pouvoir simplement tracer en quelques millisecondes, ces caractéristiques à partir des relevés de $i(t)$ et $v(t)$ durant la charge.

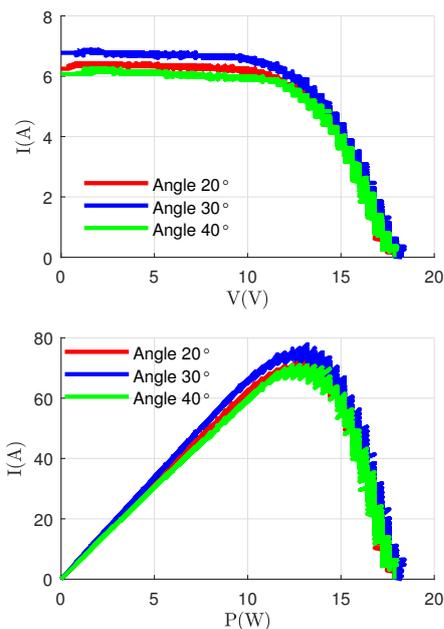


FIG. 4. Caractérisation $I(V)$ et $P(V)$ selon l'angle d'inclinaison d'un panneau pour une irradiance de 970W/m^2 et une température de 65°C

La figure 4 présente des courbes $I(V)$ et $P(V)$ en fonction de l'angle d'inclinaison du panneau. Les conditions de tests sont les identiques pour les 3 courbes avec une température mesurée de 65°C et une irradiance de 970W/m^2 . Les caractéristiques déterminées lors de ce test montrent un angle d'inclinaison optimal de 30° par rapport au sol (supposé horizontal) pour obtenir le meilleur rendement de conversion énergie solaire/énergie électrique. La mesure réalisée à 12h (heure locale) permet d'obtenir une puissance maximale de 80W environ avec une tension de 16V et un courant de 5A.

Cette mesure donne la capacité maximale du panneau dans des conditions réelles et pour un ensoleillement quasi optimal. L'application visée ici ne permet pas d'avoir ce point de fonctionnement en permanence. En effet, l'aile est aussi utilisée comme propulsion vélique et un compromis sur l'angle d'inclinaison est fait pour optimiser la recharge de la batterie ou l'avancement du drone par le vent. Cependant, le convertisseur doit être capable de fonctionner dans ces conditions.

Afin d'analyser le potentiel énergétique du générateur photovoltaïque des tests ont été réalisés sur une journée avec un angle de panneau de 30° par rapport à l'horizontale et une orientation du panneau variable de manière à avoir le système face au soleil tout au long de la journée. La figure 5 présente l'évolution du point de puissance maximal durant une journée de 9h à 18h.

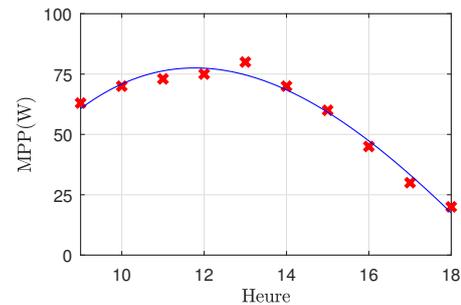


FIG. 5. Évolution du point de puissance maximal du panneau photovoltaïque entre 9h à 18h.

Les courbes obtenues montrent que la puissance est maximale lorsque le soleil est au zénith (midi solaire). Dans ce cas de figure, un panneau travaillant au point de puissance maximal (grâce à l'utilisation d'un algorithme MPPT dans la commande du convertisseur) peut fournir 80W soit 320W pour l'installation totale. L'intégrale de la puissance P sur une journée de 9h à 18h donne une énergie totale disponible de 600W.h (2400W.h pour 4 panneaux) environ si on optimise la recharge de la batterie. En réalité le potentiel est plus important car l'intégration ici est réalisée entre 9h et 18h mais selon la saison cette énergie peut être plus ou moins importante.

Avec une irradiance d'environ 1000W/m^2 et une température de fonctionnement de 65°C , le point de puissance maximal est obtenu avec une tension aux bornes de chaque panneau de 16V et un courant de 5A. Le choix s'est porté naturellement sur une association série de panneaux de manière à obtenir une tension du même ordre de grandeur que la tension batterie de 48V et un courant dans les semi-conducteurs minimal. Finalement, le générateur solaire présente une tension de 64V et un courant de 5A pour le point de puissance maximal. Il faut cependant garder à l'esprit le caractère intermittent de la source qui peut présenter une tension de 64V à l'entrée du convertisseur mais elle peut aussi fonctionner avec une tension plus faible en fonction de la température, de l'ensoleillement, de l'inclinaison...

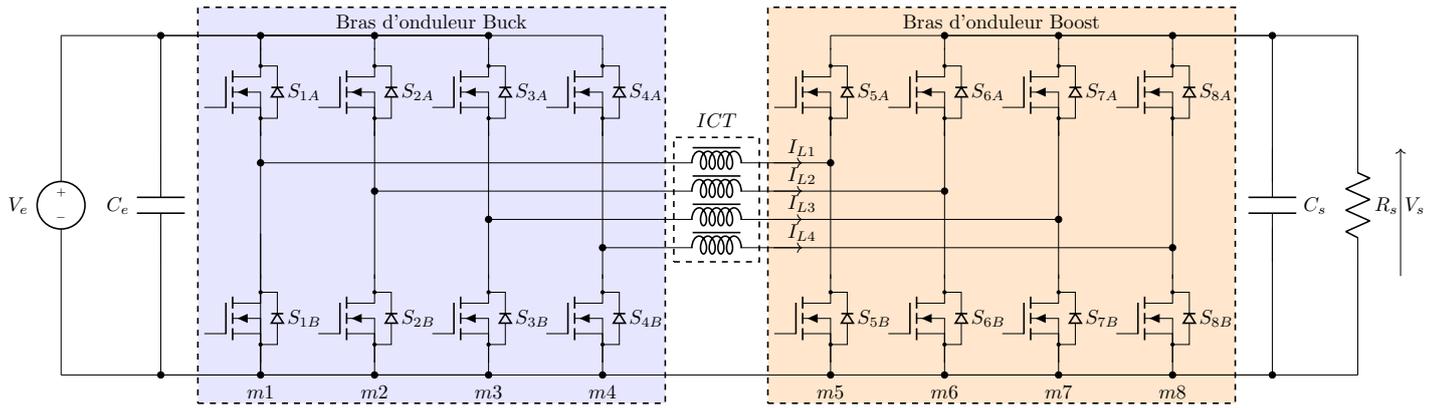


FIG. 6. Convertisseur buck-boost à ICT quatre phases

3. DIMENSIONNEMENT ET MODÉLISATION D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

En regard de la forte variation de tension possible en sortie des panneaux photovoltaïques due à l'ensoleillement, la température et la position du point de fonctionnement mais aussi en raison des contraintes inhérents à l'application, listées dans la partie 1, le choix de la structure de conversion de puissance s'est porté sur un hacheur de type Buck-Boost non inverseur [2]. Ce convertisseur est entrelacé de manière à réduire les ondulations de courant et ainsi diminuer les pertes dans les composants à semi-conducteurs [3]. La figure 6 présente la structure choisie. Cette partie est consacrée à l'étude et à la modélisation du convertisseur.

3.1. Fonctionnement d'un convertisseur Buck-Boost

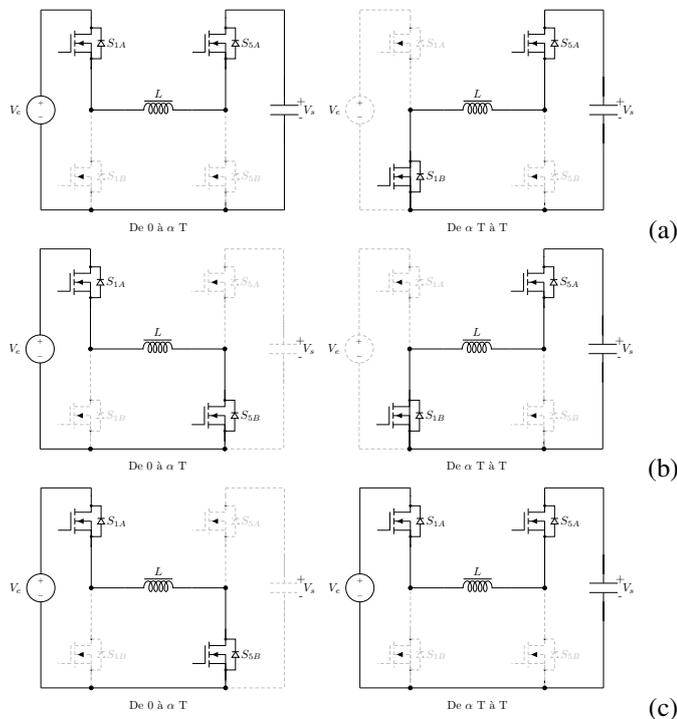


FIG. 7. Commande du convertisseur. (a) - Mode Buck. (b) - Mode Buck-Boost. (c) - Mode Boost.

Dans un premier temps, le fonctionnement du buck-boost sera présenté à partir d'une représentation d'un unique bras

d'onduleur pour chaque partie. L'entrelacement n'a pas d'effet d'un point de vue valeur moyenne.

Chaque bras d'onduleur (Buck ou Boost) doit être commandé de manière complémentaire de façon à respecter les conditions de connexion des sources. Cette commande peut se faire soit en haute fréquence avec une fréquence de découpage $F_{dec} (=1/T)$ soit lors d'un changement de mode de fonctionnement. En effet, en fonction de la valeur de la tension d'entrée, le convertisseur peut être commandé selon 3 modes de fonctionnements (Buck, Boost ou BuckBoost). En définissant le rapport cyclique par une grandeur notée α , les modes de fonctionnements sont alors donnés en figure 7.

Pour chaque mode de fonctionnement, en considérant la valeur moyenne de la tension aux bornes de l'inductance nulle sur une période de découpage, on peut facilement obtenir les relations entre V_s et V_e en fonction du rapport cyclique. De manière à optimiser le rendement énergétique du système, lorsque la tension d'entrée V_e est très différente de la tension de sortie V_s , le mode buck ou boost sera privilégié. La figure 8 présente l'évolution du rapport cyclique selon les 3 modes de fonctionnement en fonction de V_e sachant que V_s est supposé constant. Dans la réalité, cette tension sera légèrement variable afin de charger la batterie. Les relations $V_s = f(V_e)$ et $I_s = f(I_e)$ sont également décrites sur cette figure.

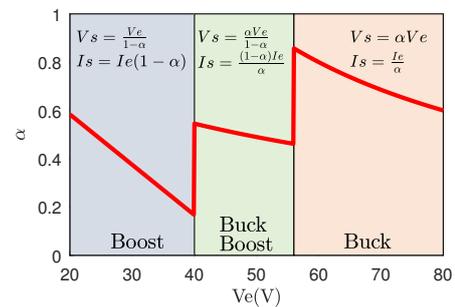


FIG. 8. Evolution du rapport cyclique en fonction de la tension d'entrée et du mode de fonctionnement.

Les sauts brutaux de rapport cyclique entre les modes de fonctionnement sont un réel problème dans l'objectif d'avoir une régulation précise et robuste [4]. La commande présentée ici présente l'avantage d'être simple à mettre en œuvre car il suffit d'utiliser directement les commandes du Buck pour piloter le boost mais elle présente l'inconvénient d'un point de vue régulation. Si la tension en sortie du panneau ne varie que très peu, cette commande peut être tout à fait employée car les

passages d'un mode à l'autre sont rares mais si cette tension varie dans des proportions importantes et de manière régulière (notamment par mauvais temps) la commande du buck et du boost doit se faire séparément avec deux rapports cycliques distincts. Des investigations sont en cours sur ce sujet.

L'entrelacement des 4 bras consiste à appliquer le même rapport cyclique à chaque bras d'onduleur mais avec un déphasage égal à $2\pi/n$, avec n le nombre de bras d'onduleur. Cette technique permet de réduire les ondulations de courant de sortie des inductances et de multiplier par n la fréquence apparente de ce même courant permettant d'améliorer le filtrage. Par rapport à l'utilisation d'inductances séparées, le recourt à des inductances couplées par un circuit magnétique unique (coupleur magnétique) n'apporte pas d'avantage sur le courant moyen de sortie des inductances mais présente l'avantage de réduire considérablement les ondulations de courant dans chaque inductance et donc les contraintes électriques dans les bras d'onduleur associés à chacune d'elle. La modélisation du coupleur et du convertisseur permettra d'analyser les formes des signaux dans la suite de cet article.

3.2. Modélisation du coupleur magnétique

La modélisation du coupleur magnétique est indispensable dans le dimensionnement du convertisseur [5]. Elle permet de valider le principe de fonctionnement et d'optimiser la géométrie du coupleur dans l'application visée. Une modélisation analytique à partir d'un modèle réductant dépendant de la géométrie et une modélisation éléments finis utilisant le logiciel COMSOL Multiphysics® ont été réalisées.

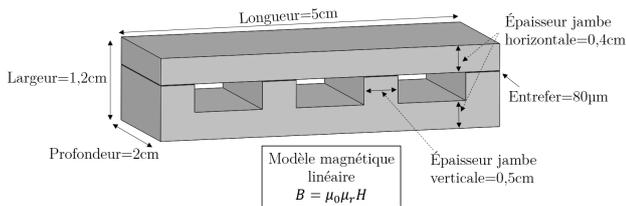


FIG. 9. Géométrie du coupleur magnétique

Le coupleur à 4 phases peut être défini par sa longueur L , sa largeur l et sa profondeur p qui sont dépendantes de l'épaisseur des jambes horizontales et verticales E_{jh} et E_{jv} (cf. Figure 9). Un entrefer d'épaisseur E_e est inséré à l'aide d'un film Kapton de manière à uniformiser la matrice inductance et la rendre moins dépendante des imperfections du matériau magnétique. En considérant un modèle linéaire du comportement magnétique du matériau 3C90 caractérisé par une perméabilité relative μ_r ($=2300$), on peut définir un modèle réductant simple dépendant de ces grandeurs (cf. Figure 10).

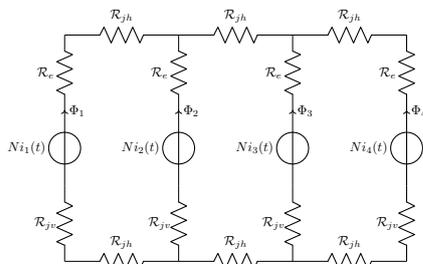


FIG. 10. Schéma du modèle réductant

En s'imposant une régularité au niveau des cotes géométriques de la structure, on peut définir 3 réductances \mathcal{R}_e (entrefer), \mathcal{R}_{jv} (jambe verticale), \mathcal{R}_{jh} (jambe horizontale) par les équations

suivantes :

$$\mathcal{R}_e = \frac{1}{\mu_0 p \times E_{jv}} \quad (1)$$

$$\mathcal{R}_{jv} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r p \times E_{jv}} \quad (2)$$

$$\mathcal{R}_{jh} = \frac{1}{\mu_0 \mu_r 3 \times p \times E_{jh}} \quad (3)$$

μ_0 étant la perméabilité de l'air égale à $4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}^{-1}$.

Par analogie avec les circuits électriques, on peut déterminer les réductances équivalentes vues par chaque source $Ni_i(t)$ et en faisant le produit N^2/\mathcal{R}_{eq} , on obtient les inductances propres L_i . Pour les mutuelles, si on veut obtenir M_{ij} (i étant la bobine source et j la bobine dans laquelle on veut mesurer l'impact de i) en utilisant le théorème de superposition et le pont diviseur de courant (de flux par analogie), on obtient le rapport ϕ_j/ϕ_i qui représente le coefficient de couplage k_{ij} et en multipliant l'inductance propre L_i par k_{ij} , on obtient M_{ij} . Le modèle étant complexe la résolution analytique repose sur un code numérique réalisé sur Matlab® qui permet à partir des paramètres géométriques d'obtenir directement la matrice inductance. À partir des paramètres géométriques de la figure 9, on obtient la matrice (en μH) suivante :

$$\begin{pmatrix} L_1 & M_{12} & M_{13} & M_{14} \\ M_{21} & L_2 & M_{23} & M_{24} \\ M_{31} & M_{32} & L_3 & M_{34} \\ M_{41} & M_{42} & M_{43} & L_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 14.86 & -6.32 & -4.65 & -3.89 \\ -6.32 & 16.53 & -5.56 & -4.65 \\ -4.65 & -5.56 & 16.53 & -6.32 \\ -3.89 & -4.65 & -6.32 & 14.86 \end{pmatrix} \quad (4)$$

Cette approche analytique reste correcte si le modèle magnétique est linéaire. En complément de cette approche analytique une modélisation numérique a été mise en place afin d'obtenir une cartographie magnétique du composant ainsi que la matrice des inductances afin de comparer.

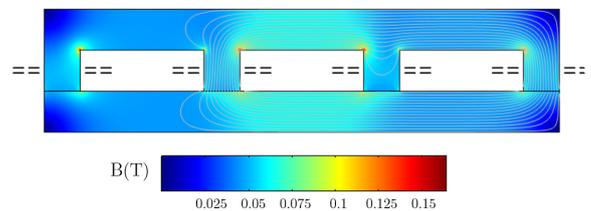


FIG. 11. Résultats de la modélisation éléments finis

La matrice inductance obtenue à l'aide de cette modélisation éléments finis est décrite ci-dessous :

$$\begin{pmatrix} 16.01 & -6.80 & -4.71 & -3.70 \\ -6.80 & 18.25 & -5.98 & -4.70 \\ -4.71 & -5.98 & 18.24 & -6.80 \\ -3.70 & -4.70 & -6.80 & 16.00 \end{pmatrix} [\mu H] \quad (5)$$

La figure 11 présente les résultats de la modélisation COMSOL Multiphysics®. La matrice obtenue est relativement proche de celle trouvée par l'approche analytique permettant de valider cette approche. On peut constater une induction maximale dans le coupleur de 100mT correspondant à une valeur se trouvant dans la zone linéaire de la courbe $B(H)$ du matériau 3C90 permettant de confirmer le fonctionnement possible et désiré du coupleur magnétique.

La matrice des inductances ainsi déterminée peut être implémentée dans un logiciel de type Spice afin de pouvoir simuler simplement le convertisseur complet.

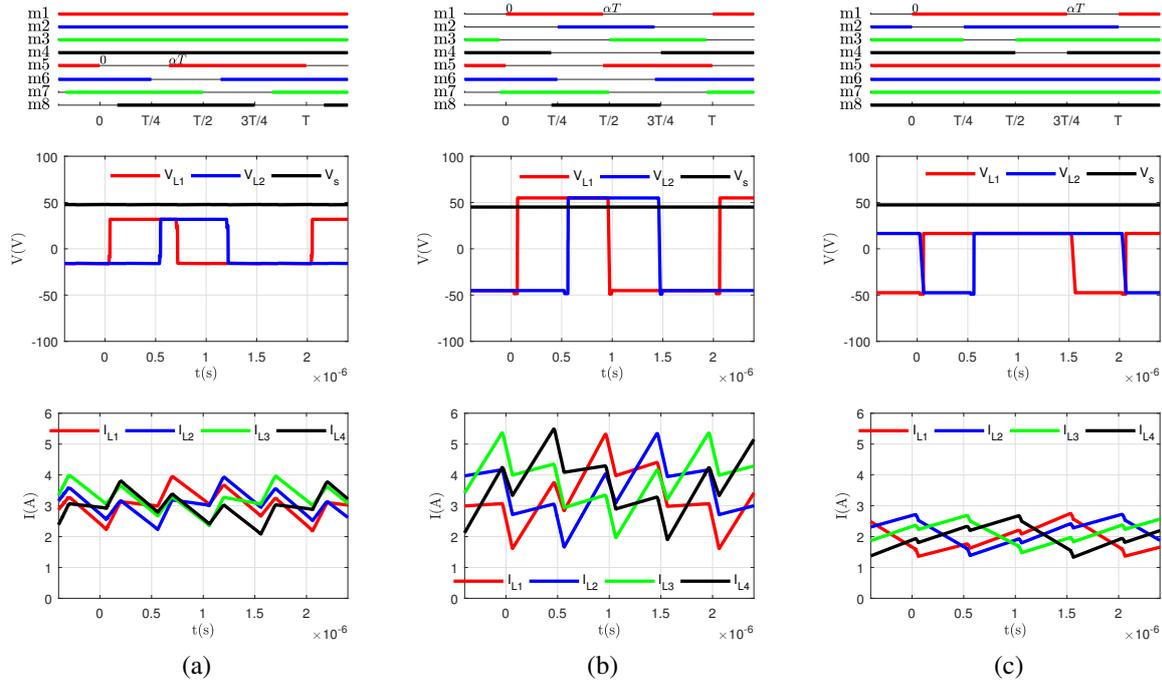


FIG. 12. Résultats des simulations du convertisseur. (a)- Mode Boost 32V -> 48V. (b) - Mode Buck-Boost 54V -> 48V. (c) - Mode Buck 64V -> 48V.

3.3. Simulation du convertisseur Buck-Boost

Afin de valider le fonctionnement et le principe du convertisseur, des simulations en boucle ouverte ont été réalisées à l'aide du logiciel LTSpice®. Les logiciels Spice utilisent une analyse nodale des circuits électriques, ce qui permet d'obtenir des résultats très proches du comportement réel des circuits. Les fabricants de composants électroniques fournissent des modèles Spice précis des composants, ce qui permet de mieux simuler leur fonctionnement réel. Dans notre cas, la partie puissance du convertisseur Buck-Boost repose sur l'utilisation de composants grand Gap à base de nitrure de gallium (EPC2212), fabriqués par la société EPC®. Quant à la commande, elle est réalisée à l'aide des drivers LM5113, fabriqués par Texas Instruments®. Les modèles électriques de ces composants ont été intégrés dans la simulation. Le couplage magnétique est pris en compte par l'utilisation d'inductances couplées via une matrice d'inductance. Les inductances propres L_i sont directement appliquées aux bobines correspondantes, tandis que les coefficients de couplage k_{ij} entre les bobines i et j sont directement proportionnels à la mutuelle entre les deux inductances, selon la relation suivante :

$$k_{ij} = \frac{M_{ij}}{\sqrt{L_i \times L_j}} \quad (6)$$

Cette technique permet de reproduire fidèlement le comportement du coupleur 4 phases décrits précédemment.

La figure 12 présente les ordres de commande de chaque bras d'onduleur, nommés de $m1$ à $m8$, les tensions V_{L1} et V_{L2} aux bornes des bobines 1 et 2 respectivement, à travers lesquelles circulent les courants I_{L1} et I_{L2} , ainsi que la tension de sortie V_s . Le dernier graphique représente les quatre courants circulant dans chaque bobine. Cette figure décrit les trois modes de conversion mentionnés précédemment. Le mode Boost montre une conversion de 32V vers 48V, le mode Buck-Boost

convertit une tension de 55V en 48V, et enfin, le mode Buck réalise une conversion de 64V vers 48V. Ces conversions sont réalisées en boucle ouverte en ajustant le rapport cyclique (0.33 pour le mode Boost, 0.47 pour le mode Buck-Boost et 0.75 pour le mode Buck).

Ces simulations démontrent la possibilité d'effectuer les conversions selon les trois modes de fonctionnement. On peut constater une variation des ondulations de courant en fonction du mode de conversion. En effet, le mode Buck-Boost présente des ondulations bien plus importantes par rapport aux deux autres modes. Cela s'explique par l'amplitude de la tension aux bornes de chaque bobine, qui est également plus élevée en raison de la commutation des deux bras. En mode Boost, l'amplitude de tension (min-max) est égale à V_s , en mode Buck elle est égale à V_e , tandis que dans le dernier mode, elle est égale à $V_e + V_s$.

Ces résultats mettent également en évidence l'effet du couplage magnétique sur la fréquence des courants dans chaque bobine. On observe la présence de la composante à la fréquence de découpage, ainsi que la composante à n fois la fréquence de découpage. L'amplitude des courants à haute fréquence $n \times F_{dec}$ est limitée par les inductances de fuite, tandis que l'amplitude des courants à la fréquence de découpage est limitée par la valeur et le couplage entre les quatre bobines. Les simulations présentées ici démontrent l'intérêt de l'utilisation d'un coupleur magnétique pour le filtrage, avec une fréquence apparente plus élevée en sortie des quatre bobines [6]. Les mesures de la tension de sortie montrent une ondulation maximale de 0.36% autour de sa valeur moyenne en régime permanent. Une estimation basée sur la simulation indique un rendement de 98% du convertisseur, sans prendre en compte les pertes par hystérésis et par courant de Foucault dans le noyau magnétique.

4. RÉALISATION DU CONVERTISSEUR

Afin d'optimiser l'intégration du convertisseur à l'intérieur du drone, où l'espace occupé est un facteur critique, le convertisseur a été conçu en 3D à l'aide du logiciel SolidWorks®. Par la suite, un prototype a été fabriqué. La figure 13 illustre le résultat en 3D ainsi que le prototype du convertisseur Buck-Boost.

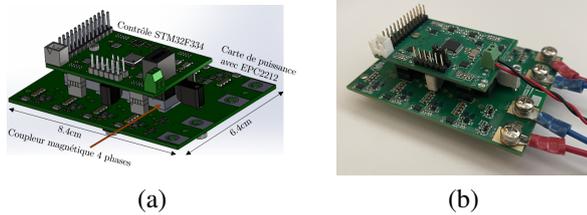


FIG. 13. Convertisseur Buck-Boost ASV. (a) - Dessin 3D. (b) - Réalisation

A partir d'un analyseur d'impédance, la matrice d'inductance expérimentale du coupleur magnétique a été déterminée :

$$\begin{pmatrix} 15.56 & -5.98 & -4.50 & -3.59 \\ -5.98 & 16.76 & -5.28 & -4.20 \\ -4.50 & -5.28 & 17.30 & -5.90 \\ -3.59 & -4.20 & -5.90 & 15.36 \end{pmatrix} [\mu H] \quad (7)$$

Les valeurs des inductances propres et des mutuelles sont proches de celles obtenues grâce à la modélisation analytique et par éléments finis, ce qui confirme l'intérêt de cette approche dans le dimensionnement des composants magnétiques. Cette matrice démontre également un bon couplage entre les différentes bobines du coupleur. En effet, pour chaque bobine, l'inductance de fuite correspond à la différence entre l'inductance propre et les mutuelles. Dans ce cas, les valeurs des inductances de fuite ne dépassent pas $1.5\mu H$.

Le convertisseur a été réalisé et les premiers essais avec une fréquence de découpage de 500kHz ont permis d'obtenir des informations sur son fonctionnement. Le convertisseur a été testé dans les modes de fonctionnement Buck (60V vers 48V) et Boost (32V vers 48V). La figure 14 présente les évolutions temporelles des grandeurs électriques du convertisseur. Les oscillations lors des commutations des composants semi-conducteurs sont importantes. En raison d'un problème dans le routage, des fils de "straps" ont été nécessaires pour faire fonctionner le système, mais cela ajoute de l'inductance parasite, amplifiant les phénomènes de résonance avec les capacités parasites. Un nouveau PCB corrigé est en cours de réalisation. Les formes d'onde sont en accord avec celles obtenues à partir des simulations Spice, ce qui démontre l'intérêt de ce type de modélisation dans la réalisation d'un convertisseur. Les essais ont été effectués à puissance réduite car ils ont été réalisés en boucle ouverte, et les courants dans chaque phase doivent être rééquilibrés par des "micro-actions" sur le rapport cyclique de chaque bras, ce qui s'avère compliqué en pratique. Cela justifie l'intérêt d'une régulation de courant dans chaque bras pour la commande du convertisseur [7]. Les rendements obtenus pour une puissance de 250W sont supérieurs à 95%. Ces essais sont concluants et valident l'approche analytique numérique décrite précédemment dans cet article. Des travaux sont en cours afin d'implémenter la commande en mode Buck-Boost et intégrer la régulation des courants mais également l'algorithme de recherche du point de puissance maximal dans un STM32.

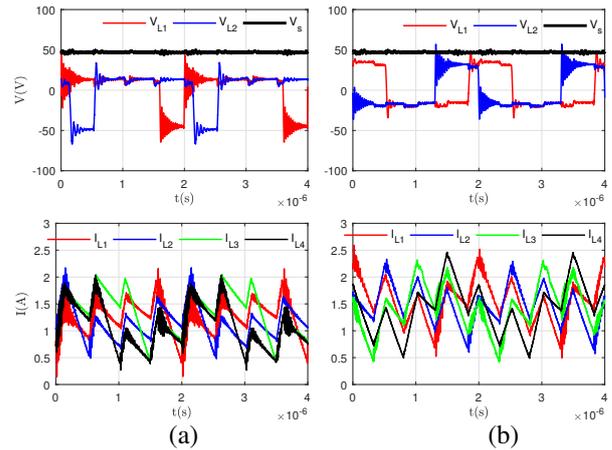


FIG. 14. Évolution temporelle des tensions courants du convertisseur en mode Buck 60V → 48V (a) et mode Boost 32V → 48V.

5. CONCLUSIONS

L'article décrit la démarche de conception et de réalisation d'un convertisseur Buck-Boost non-inverseur à quatre phases, conçu pour une application de drone marin. Ce convertisseur d'une puissance d'environ 400W est utilisé à l'interface entre le réseau DC embarqué et les panneaux photovoltaïques. Son rôle est de charger une batterie de 48V à partir d'une source intermittente avec une tension variant de 30V à 70V. Le convertisseur, qui a été modélisé à la fois analytiquement et numériquement, intègre un coupleur magnétique permettant de réduire les contraintes de filtrage et d'améliorer la qualité de la tension de sortie, tout en réduisant les contraintes dans les composants à semi-conducteurs. La réalisation du convertisseur a permis de valider la démarche de dimensionnement utilisée.¹

6. RÉFÉRENCES

- [1] K. Sornek et al., « Development of a solar-powered small autonomous surface vehicle for environmental measurements », *Energy Convers. Manag.*, vol. 267, p. 115953, 2022, doi : <https://doi.org/10.1016/j.enconman.2022.115953>.
- [2] M. Gaborialt and A. Notman, "A high efficiency, noninverting, buck-boost DC-DC converter," *Nineteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04.*, 2004, pp. 1411-1415 Vol.3, doi : [10.1109/APEC.2004.1296049](https://doi.org/10.1109/APEC.2004.1296049).
- [3] Y. He, W. Chen, J. Deng and M. Xu, "A Four-Phase Interleaved Four-Switch Buck-Boost Converter with Smooth Mode Transition Strategy for Fuel Cell System," *2021 IEEE Sustainable Power and Energy Conference (iSPEC)*, 2021, pp. 3175-3181, doi : [10.1109/iSPEC53008.2021.9735634](https://doi.org/10.1109/iSPEC53008.2021.9735634).
- [4] L. Callegaro, M. Ciobotaru, V. G. Agelidis and E. Turano, "A solution for the gain discontinuity issue of the non-inverting buck-boost converter," *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016*, pp. 1245-1250, doi : [10.1109/IECON.2016.7793335](https://doi.org/10.1109/IECON.2016.7793335).
- [5] G. Pellecuer, T. Martiré and L. Daridon, "Power Inter Cell Transformer Modelling for ASV Application," *IECON 2022 - 48th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2022*, pp. 1-6, doi : [10.1109/IECON49645.2022.9968513](https://doi.org/10.1109/IECON49645.2022.9968513).
- [6] B. Cougo, "Design and optimization of intercell transformers for parallel multicell converters", PhD Thesis, University of Toulouse, INP, LAPLACE Laboratory, Toulouse, France, 2010.
- [7] Jebli, M., Martire, T., Laurentie, J.C., Pellecuer, G., Boyer, L., Castellon, J. (2022). Development of multicellular converter with magnetic coupler for space charge measurement on DC cable. *EJEE*, Vol. 24, No. 5-6, pp. 227-237. <https://doi.org/10.18280/ejee.245-601>

1. Ces recherches sont soutenues par la région Occitanie dans le cadre du projet FEDER ESR R&S DF-000035-2017-006565