



**Développement d'un émulateur de panneaux solaires
photovoltaïques pour un banc d'essai de microréseau de navires :
*Application de la topologie du convertisseur isolé à deux ponts actifs***

Mémoire présenté

dans le cadre du programme de maîtrise en ingénierie

en vue de l'obtention du grade de maître ès sciences appliquées (M.Sc.A)

PAR

© Vincent Beaulieu-Gagnon

Décembre 2025

Composition du jury :

Maha Bhourri, présidente du jury, Université du Québec à Rimouski

Maxime Berger, directeur de recherche, Université du Québec à Rimouski

Mohammed Bahoura, codirecteur de recherche, Université du Québec à Rimouski

Ahmed Chebak, examinateur externe, Green Tech Institute, Université Mohammed VI

Polytechnique, Maroc

Dépôt initial le 08 août 2025

Dépôt final le 03 décembre 2025

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À RIMOUSKI
Service de la bibliothèque

Avertissement

La diffusion de ce mémoire ou de cette thèse se fait dans le respect des droits de son auteur, qui a signé le formulaire « *Autorisation de reproduire et de diffuser un rapport, un mémoire ou une thèse* ». En signant ce formulaire, l'auteur concède à l'Université du Québec à Rimouski une licence non exclusive d'utilisation et de publication de la totalité ou d'une partie importante de son travail de recherche pour des fins pédagogiques et non commerciales. Plus précisément, l'auteur autorise l'Université du Québec à Rimouski à reproduire, diffuser, prêter, distribuer ou vendre des copies de son travail de recherche à des fins non commerciales sur quelque support que ce soit, y compris Internet. Cette licence et cette autorisation n'entraînent pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits moraux ni à ses droits de propriété intellectuelle. Sauf entente contraire, l'auteur conserve la liberté de diffuser et de commercialiser ou non ce travail dont il possède un exemplaire.

À mes parents, ma
sœur et ma conjointe qui
m'ont toujours soutenu et
ont cru en moi.

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude envers mon directeur de recherche, M. Maxime Berger, pour son mentorat, ses conseils éclairés et son expertise technique précieuse tout au long de ce projet. Ses contributions ont été inestimables pour guider et enrichir ce travail de recherche.

De même, je souhaite remercier mon codirecteur de recherche, M. Mohammed Bahoura pour ses conseils éclairés, le partage de sa grande expérience et ses commentaires avertis qui ont grandement enrichi ce projet. Ses conseils ont été essentiels pour guider le projet et atteindre les résultats obtenus.

Je souhaite également souligner le soutien et la collaboration précieuse de l'équipe d'Innovation maritime, spécialement M. Louis-Michel Thériault et M. Sébastien Duquette. Leur expertise technique et leur engagement ont été des atouts précieux pour la réalisation de cette recherche, et je suis reconnaissant pour leur contribution.

Les remerciements s'adressent également aux auxiliaires de recherche et aux techniciens, dont la contribution dévouée a été indispensable pour mener à bien les différentes phases de cette étude. Un merci spécial à M. Bruno Tremblay pour son engagement, le partage de son expérience et de son expertise technique qui ont grandement contribué à la réalisation de mon prototype et à l'avancement de la recherche.

Finalement, je souhaite remercier mes amis et ma famille pour leurs supports morale et émotionnelle tout au long de mes études. Sachez que vous avez eu un impact important pour moi, merci.

Cette recherche a été soutenue financièrement par le Conseil de recherches en sciences naturelles et en génie du Canada (CRSNG) dans le cadre du programme de renforcement de l'innovation, numéro CCIP 533353-18.

RÉSUMÉ

L'intégration des énergies renouvelables, telles que l'éolien et le solaire photovoltaïque (PV) dans les navires, émerge de plus en plus pour contribuer à relever les défis environnementaux et économiques de l'industrie maritime. Cependant, lors de la phase de conception, des tests en laboratoire sont nécessaires pour garantir leur intégration fiable, sûre et efficace. Un émulateur solaire (ou émulateur PV) est un convertisseur d'électronique de puissance spécialisé conçu pour reproduire les caractéristiques courant-tension d'un module, d'un panneau ou d'une station solaire, permettant ainsi de tester les systèmes d'énergie solaire dans des conditions de laboratoire contrôlées. En particulier, il permet de tester des stratégies de gestion de l'énergie sans avoir besoin d'une infrastructure de production solaire physique coûteuse et encombrante.

Reproduire les caractéristiques courant-tension d'un module ou d'une station solaire pour des conditions d'irradiance et de température variables nécessite, toutefois, des modèles mathématiques précis et des algorithmes de contrôle en boucle fermée. Comme l'émulateur doit également interagir avec des systèmes ayant des dynamiques rapides, comme les onduleurs avec des fonctionnalités de suivi du point de puissance maximale (*maximum power point tracking*, MPPT), il est nécessaire d'avoir une réponse rapide en boucle fermée pour garantir des performances dynamiques réalistes et éviter les interactions indésirables. Il doit également maintenir en sortie une tension et un courant stable sous des conditions de charges très variables de même qu'avoir une efficacité élevée pour limiter l'élévation de la température dans l'environnement de laboratoire (ex. : armoire électrique). Un convertisseur d'électronique de puissance de type DC-DC est typiquement au cœur d'un émulateur. Ses principales fonctions sont le contrôle du flux de puissance, l'isolation galvanique et l'adaptation des niveaux de courant et de tension. La topologie à deux ponts actifs monophasés (*single-phase dual active bridge*, 1p-DAB) montre un fort potentiel pour cette application, car elle répond naturellement à ces trois fonctions, en plus de fournir une grande flexibilité pour le contrôle et une haute efficacité grâce à ses capacités de commutation douce à tension nulle (*zero-voltage switching*, ZVS).

Ce mémoire propose une démarche de conception permettant l'utilisation de la topologie de convertisseur 1p-DAB comme composant central d'un émulateur de station solaire pour un microréseau de test de navires à petite échelle. L'émulateur est composé d'un convertisseur de type 1p-DAB en boucle fermée qui sera, dans l'application finale, connecté en entrée à une source de tension DC et en sortie à un microréseau de test de navire via un onduleur avec contrôle MPPT. La boucle de contrôle externe est composée d'un modèle de station solaire générant une référence de tension de sortie calculée pour imiter le comportement des modules PV la constituant sous des conditions de température et d'irradiance variables. La rétroaction du courant de sortie permet ensuite au modèle de station solaire d'adapter la référence de tension pour s'assurer que la tension de sortie du convertisseur suit la caractéristique courant-tension des modules PV face à des perturbations de son courant de sortie. La boucle interne comprend un contrôleur de type proportionnel intégral (PI) à large bande passante et une rétroaction sur la tension de sortie pour ajuster le déphasage entre les deux ponts actifs du convertisseur 1p-DAB, ce qui permet d'assurer que la tension de sortie de l'émulateur suive dynamiquement la référence de tension calculée par le modèle de station solaire.

La démarche de conception se décline en trois étapes principales : 1) la formulation, l'implémentation et la validation d'un modèle de station solaire pouvant être résolu dans le domaine du temps avec MATLAB® Simulink, permettant à l'émulateur d'ajuster sa tension de sortie en réponse à des changements au niveau de son courant de sortie et des consignes d'irradiance et de température, 2) le développement d'un modèle en régime permanent du convertisseur 1p-DAB pour calculer ses paramètres de conception clés et sélectionner les composants principaux, ainsi qu'évaluer ses régions d'opération (notamment les zones de fonctionnement en ZVS) en fonction des contraintes de la fonction d'émulation de la station solaire pour le microréseau de test de navire à l'étude, et 3) le développement et l'implémentation d'un modèle petit signal dans le domaine fréquentiel pour concevoir la boucle de régulation interne sur la tension de sortie du convertisseur en fonction de la dynamique désirée sur le microréseau de test de navire.

Un prototype de convertisseur à pleine échelle de 8 kW, 400 V à 400 V est ensuite conçu en suivant cette démarche puis fabriqué en s'inspirant d'un design de référence développé par *Texas Instruments*. Ce design de référence utilise notamment des transistors au carbure de

silicium (*Silicon Carbide*, SiC) et un transformateur d'isolation planaire, ce qui lui permet d'être efficace et compacte, deux éléments importants pour l'environnement de laboratoire visé. La démarche de conception proposée est validée par des simulations dans le domaine du temps à l'aide de l'outil *Simscape Electrical* de MATLAB® Simulink et de tests en laboratoire sur le prototype fabriqué. Les résultats montrent le potentiel d'utilisation de la topologie 1p-DAB pour cette application. Notamment, les résultats en simulation ont démontré que l'émulateur peut suivre précisément la caractéristique courant-tension de la station solaire en régime permanent et que le temps de réponse du convertisseur peut être suffisamment rapide pour les besoins de l'application (< 10 ms de temps de stabilisation) si la boucle de régulation est bien conçue. De plus, les résultats expérimentaux ont démontré l'importance d'assurer que les deux ponts actifs du convertisseur 1p-DAB soient dans leur région de ZVS afin d'assurer une bonne efficacité de l'émulateur lorsque la charge à sa sortie est élevée.

Mots clés : énergie solaire photovoltaïque, émulateur photovoltaïque, navire, microréseau, électronique de puissance, convertisseur à double pont actif.

ABSTRACT

The integration of renewable energy resources such as wind and solar photovoltaic (PV) into ships is increasingly emerging to address maritime industry environmental and economic challenges. However, during the design phase, it is important to conduct laboratory testing to ensure their reliable, safe, and efficient integration. A solar emulator (or PV emulator) is a specialized power electronics converter designed to replicate a solar module, panel or station current-voltage characteristics, enabling solar energy systems testing under controlled laboratory conditions. It allows testing energy management strategies and grid stability without the need for an expensive and cumbersome physical solar production infrastructure.

Reproducing the current-voltage characteristics of a solar module or station for time-variable irradiance and temperature conditions requires accurate mathematical models and closed-loop control algorithms. Since the emulator must also interact with fast dynamic systems, such as inverters with maximum power point tracking (MPPT) functionalities, it requires a fast closed-loop response to ensure realistic dynamic testing and avoid unwanted interactions. It must also maintain a stable voltage and current outputs under highly varying load conditions, as well as having a high efficiency to limit temperature elevation in the laboratory environment (e.g., electrical cabinet). A DC-DC power electronics converter is typically at the emulator's core. Its main functions are power flow control, galvanic isolation, and voltage and current level adaptation. The single-phase dual active bridge (1p-DAB) topology shows great potential for this application, as it naturally meets all three functions, in addition to providing great control flexibility and high efficiency thanks to its zero-voltage switching (ZVS) capabilities.

This document proposes a design approach enabling the use of the 1p-DAB converter topology as the core component of a solar emulator for a small-scale ship-testing microgrid. The emulator consists of a closed-loop 1p-DAB converter, with its input port which will, in the final application, be connected to a DC voltage source, and its output port will be connected to a ship's test microgrid via an inverter with MPPT control. The outer control loop is composed of a solar station model generating an output voltage reference calculated to mimic the PV module's behavior under time-varying temperature and irradiance. The output current feedback allows the solar station model to adapt the voltage reference to ensure that the

converter's output voltage follows the solar module's current-voltage characteristic against output current perturbations. The inner loop comprises a high-bandwidth proportional integral (PI) controller, and feedback from the output voltage used to control the phase shift between the two bridges of the 1p-DAB converter to allow the output voltage of the emulator to dynamically follows the voltage reference calculated by the solar station model.

The proposed design approach is broken down into three main steps: 1) formulation, implementation, and validation of a solar station model that can be solved in the time-domain using MATLAB® Simulink, allowing the emulator to adjust its output voltage in response to changes in output current and setpoints of irradiance and temperature, 2) development of a steady-state model of the 1p-DAB converter to calculate its key design parameters and select the main components, as well as to evaluate its operating regions (particularly the ZVS regions) based on the constraints of the solar station emulation function for the ship testing microgrid under study, 3) development and implementation of a small-signal model in the frequency-domain to design the internal regulation loop for the output voltage of the converter, based on the desired dynamics for the ship testing microgrid.

A full-scale 8 kW, 400 V to 400 V converter prototype is then designed following this approach and manufactured based on a reference design developed by Texas Instruments. It uses Silicon Carbide (SiC) transistors and a planar isolation transformer, making it both efficient and compact, which are two key factors for the targeted laboratory environment. The proposed design approach is validated through time-domain simulations using the Simscape Electrical tool in MATLAB® Simulink, as well as laboratory tests on the prototype. The results demonstrate the potential of using the 1p-DAB topology for this application. Specifically, simulation results show that the emulator can accurately follow the current-voltage characteristic of the solar station under steady-state conditions, and that the converter's response time can be fast enough to meet the application's needs (< 10 ms stabilization time) if the regulation loop is properly designed. Experimental results highlight the importance of ensuring that both active bridges of the 1p-DAB converter operate within their respective ZVS region to ensure a good efficiency, especially under heavy load.

Keywords— Solar PV energy, PV emulator, ship, microgrid, power electronics, dual active bridge converter

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	ix
RÉSUMÉ	xi
ABSTRACT.....	xv
TABLE DES MATIÈRES	xvii
LISTE DES TABLEAUX.....	xix
LISTE DES FIGURES	xxi
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES.....	xxiii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
MISE EN CONTEXTE	1
PROBLÉMATIQUE	3
OBJECTIFS	7
MÉTHODOLOGIE.....	8
CONTRIBUTIONS.....	11
STRUCTURE DU MÉMOIRE.....	12
CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE	13
1.1 ÉVOLUTION DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES DE NAVIRES.....	14
1.2 ÉMULATION DE SYSTÈMES SOLAIRES PHOTOVOLTAÏQUES.....	21
1.3 SUPPORTS PHYSIQUES À L'ÉMULATION SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE	29
1.4 CONVERTISSEUR DC-DC DE TYPE 1P-DAB	34
CHAPITRE 2 ÉMULATEUR FLEXIBLE DE SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE SOLAIRE BASÉ SUR UN CONVERTISSEUR À DEUX PONTS ACTIFS POUR UN MICRORÉSEAU ÉLECTRIQUE D'ESSAI DE NAVIRE.	41
I. INTRODUCTION.....	44
II. SOLAR PV MODEL EQUATIONS	46
A. MODEL OF A PV MODULE	46
B. PARAMETERS CALCULATION UNDER STC.....	48
C. MODEL VALIDATION FOR A COMMERCIAL PV MODULE	49
D. MODEL OF A PV STATION	51
III. CONVERTER DESIGN METHODOLOGY	51
A. OPERATING PRINCIPLE OF THE DUAL ACTIVE BRIDGE CONVERTER.....	51
B. SPECIFICATIONS OF THE PV EMULATOR FOR THE SHIP-TESTING MICROGRID	53

C.	STEADY-STATE CHARACTERIZATION	55
D.	SMALL-SIGNAL MODEL	59
IV.	SOLAR PV EMULATOR VALIDATION	61
A.	TIME-DOMAIN SIMULATION	61
B.	EXPERIMENTAL TESTS	65
IV.	CONCLUSION	67
	ACKNOWLEDGMENT	68
	REFERENCES	68
	CONCLUSION GÉNÉRALE	71
	ANNEXE A : DÉTAILS SUPPLÉMENTAIRES SUR LE SUPPORT PHYSIQUE	71
	ANNEXE B : LISTE DE MATÉRIEL POUR LE SUPPORT PHYSIQUE	89
	ANNEXE C : DÉVELOPPEMENTS MATHÉMATIQUES COMPLÉMENTAIRES	93
	ANNEXE D : FICHE TECHNIQUE DU TRANSFORMATEUR PLANAIRE	103
	RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	107

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 Synthèse des méthodes de modélisation d'un module PV	25
Tableau 2 Synthèse des stratégies pour résoudre un modèle de module PV	28
Tableau 3 Synthèse des différentes options de topologies pour le support physique de l'émulateur	33
Tableau B.1 Liste de matériel pour les deux (2) cartes de mesures haute tension	89
Tableau B.2 Liste de matériel principale pour le convertisseur DC-DC de type 1p-DAB...	90
Tableau B.3 Liste de matériel pour les quatre (4) cartes de commande rapprochée	92

LISTE DES FIGURES

Figure 1. Schéma haut-niveau du banc d'essai (microréseau électrique) de navires chez Innovation maritime	1
Figure 2. Vue conceptuelle simplifiée de l'émulateur	8
Figure 3. Prototype de l'émulateur fabriqué à l'UQAR	11
Figure 4. Densités d'énergie et de puissance de différentes technologies de stockage d'énergie et des piles à combustible	16
Figure 5. Circuit équivalent du modèle à une diode d'un module solaire PV	22
Figure 6. Illustration de la difficulté de conception d'un convertisseur DC-DC par rapport aux contraintes et spécifications techniques de celui-ci	32
Figure A.1. Prototype du convertisseur 1p-DAB.....	71
Figure A.2. Schéma de l'étage de puissance et des ponts à transistors de la carte principale du convertisseur 1p-DAB.....	72
Figure A.3. Schéma du contrôle de refroidissement et des connecteurs pour la carte principale du convertisseur 1p-DAB.....	73
Figure A.4. Schéma de l'alimentation auxiliaire et des connecteurs des circuits de commande rapprochée pour la carte principale du convertisseur 1p-DAB	74
Figure A.5. Schéma des circuits de mesures de courant et température de la carte principale du convertisseur 1p-DAB.....	75
Figure A.6. Schéma des cartes de mesures de tension.....	76
Figure A.7. Schéma des isolateurs et des circuits de détection de défaut pour les cartes de commandes rapprochées.....	77
Figure A.8. Schéma du circuit de commande de transistor pour les cartes de commande rapprochée	78
Figure A.9. Carte assemblée de mesures de tensions	82
Figure A.10. Carte assemblée de commande rapprochée	83
Figure A.11. Environnement de test basse tension, faible puissance avec une source de tension limitant le courant	84
Figure A.12. Environnement de test haute tension, haute puissance avec une source de tension avec limitant de tension et de courant.....	85
Figure A.13. Défaillance causée par un choix non adapté de composant lors de la conception	85

Figure A.14. Différentes photos de l'échauffement prises au courant des tests, afin de détecter les possibles défauts et de s'assurer du fonctionnement sécuritaire du circuit durant les tests.	86
Figure A.15. Étude de la réponse en sortie du convertisseur en boucle fermée face à une diminution importante de la charge.....	88
Figure A.16. Étude de la réponse en sortie du convertisseur en boucle fermée face à une augmentation importante de charge	88
Figure C.1. Circuit équivalent simplifié du convertisseur 1p-DAB	93
Figure C.2. Représentations simplifiées des signaux de commande et du courant circulant au primaire du transformateur (avec $\theta = \omega_s t$).....	94
Figure C.3. Forme d'onde du courant de sortie sur les deux intervalles	97
Figure D.1. Dessin mécanique du transformateur	103
Figure D.2. Fiche technique du transformateur (partie 1 de 2).....	104
Figure D.3. Fiche technique du transformateur (partie 2 de 2).....	105

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

AC	<i>Alternating Current</i>
CCTT	Centre Collégial de Transfert Technologique
CEI	Communauté Électrotechnique Internationale
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
1p-DAB	<i>Single-phase Dual Active Bridge</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DPS	<i>Double Phase Shift</i>
EPS	<i>Extended Phase Shift</i>
GES	Gaz à Effet de Serre
I-V	Courant-tension
MPP	<i>Maximum Power Point</i>
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
NREL	<i>National Renewable Energy Laboratory</i>
OMI	Organisation Maritime Internationale
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PV	Photovoltaïque
RÉVOS	Réduction de l’empreinte écologique des navires opérant sur le Saint-Laurent
SAM	<i>System Advisor Model</i>
SiC	<i>Silicon Carbide</i>
SMPS	<i>Switching Mode Power Supply</i>

SPS	<i>Single Phase Shift</i>
TI	<i>Texas Instruments</i>
TPS	<i>Triple Phase Shift</i>
WBG	<i>Wide bandgap</i>
ZED	<i>Zonal Electrical Distribution</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

INTRODUCTION GÉNÉRALE

MISE EN CONTEXTE

Changements climatiques et leurs effets

Les **changements climatiques** constituent aujourd'hui l'un des défis les plus pressants auxquels l'humanité est confrontée. Au fil des décennies, les activités humaines ont engendré une augmentation significative des concentrations de gaz à effet de serre (GES) dans l'atmosphère, entraînant un réchauffement climatique sans précédent [1] – [4]. Les conséquences de ce phénomène sont déjà perceptibles à travers le monde, se manifestant par des événements météorologiques extrêmes, comme des tempêtes plus intenses, des vagues de chaleur prolongées, des sécheresses sévères, l'acidification des océans et des précipitations torrentielles [2], [4] – [6]. De plus, la pression sur les habitats qui découle du réchauffement climatique met à risque un nombre grandissant d'espèces et d'écosystèmes qui sont vitaux pour les humains [2], [4], [7]. En parallèle, la fonte accélérée des glaciers et des calottes glaciaires contribue à l'élévation du niveau de la mer, menaçant les populations côtières et la biodiversité marine [2], [4], [8], [9]. Face à cette urgence climatique, des actions concertées à l'échelle mondiale sont nécessaires pour atténuer les impacts futurs et adapter nos sociétés à un climat en mutation constante [4], [8], [10] – [12].

Le Canada et le Québec, comme ailleurs, ne sont pas épargnés par les impacts des changements climatiques. Des ajustements à la réalité locale et géographique, ainsi que des efforts d'adaptations seront nécessaires, afin de mitiger les dégâts causés par ces changements et réduire les émissions de polluants atmosphériques [2], [5], [9], [11], [12]. En particulier, les industries joueront un rôle clé pour la mitigation et l'adaptation aux changements climatiques d'autant plus que les lois et les normes en vigueur pourraient les y contraindre de manière croissante dans les années à venir [3], [4], [8], [10], [13].

L'industrie maritime dans le contexte des changements climatiques

Dans un contexte des changements climatiques, l'**industrie maritime** se trouve confrontée à des défis majeurs qui nécessitent une action concertée. En tant que pilier du commerce mondial, le secteur maritime est responsable d'une part non négligeable des émissions de polluants atmosphériques, résultant de la combustion de carburants fossiles utilisés par les navires [14] – [19]. Malgré un désir général de décarbonisation, on dénote tout de même une augmentation globale des émissions de polluants atmosphériques du secteur en raison de l'intensification des activités maritimes [20].

Ainsi, il y a un besoin de plus en plus pressant d'investissement dans le renouvellement des flottes de navires et dans la mise à jour des installations portuaires comme moyen de mitigation face aux défis des changements climatiques [21], [22]. Pour répondre à ces défis, l'industrie maritime doit prendre des mesures significatives pour réduire son empreinte écologique en investissant dans des **technologies plus vertes**, comme les carburants à faible teneur en carbone, les navires à propulsion électrique ou hybride, le branchement à quai, ainsi que les solutions d'efficacité énergétique, comme l'utilisation de systèmes de gestion intelligente de l'énergie à bord, ou encore l'installation d'équipements de récupération de chaleur [16] – [18], [20], [23], [24]. L'Organisation maritime internationale (OMI) a d'ailleurs mis en place des mesures internationales visant à réduire les émissions de polluants atmosphériques, ce qui amène les acteurs de l'industrie comme les armateurs et les ports à chercher des solutions pour y répondre [16], [25], [26].

Intégration des énergies renouvelables dans les navires

Consciente des défis posés par les changements climatiques, l'industrie maritime explore activement des solutions alternatives pour réduire son empreinte carbone [23], [24]. Que ce soit à l'échelle mondiale [16], [20] ou locale [27], [30], des acteurs se mettent en mouvement pour mettre en place cette transition énergétique. L'**intégration des énergies renouvelables dans les navires** représente une avancée prometteuse vers une navigation plus respectueuse de l'environnement. Les énergies renouvelables et alternatives, comme l'énergie solaire et les carburants alternatifs, offrent des opportunités encourageantes pour réduire la dépendance aux carburants fossiles et atténuer les émissions de GES [29], [30]. Comme les autres moyens de

transport, les navires sont aussi en processus d'électrification et d'hybridation, car ils représentent une part non négligeable des émissions de polluants atmosphériques. Les avancées récentes en électronique de puissance et, de manière plus générale, en électrification des transports, rendent cette transition plus avantageuse, voire faisable dans certains cas [31].

Réduction de l'empreinte écologique des navires opérant sur le Saint-Laurent (RÉVOS)

Ce projet de recherche est réalisé en partenariat avec Innovation maritime, un centre collégial de transfert technologique (CCTT) spécialisé dans le secteur maritime affilié à l'institut maritime du Québec (IMQ), une composante du Collège de Rimouski [32]. Il s'insère dans le cadre de ses activités de recherche du programme RÉVOS qui vise à réduire l'empreinte écologique des navires opérant sur le fleuve Saint-Laurent, par l'évaluation de technologies permettant de réduire les émissions et d'augmenter l'efficacité énergétique des navires [33], [34]. Ce programme de recherche comporte plusieurs axes, dont notamment l'étude de la faisabilité et des bénéfices de l'intégration de l'énergie solaire sur les navires.

C'est dans ce contexte qu'un laboratoire visant à effectuer des essais sur les réseaux électriques de navires est actuellement mis en place par Innovation maritime [32]. L'intégration de l'énergie solaire présente des enjeux majeurs sur les performances opérationnelles des réseaux électriques de navires. Ce laboratoire a ainsi pour objectif d'évaluer son intégration sur des navires dans un contexte expérimental contrôlé, et ce, avant son déploiement sur des navires réels. Afin d'y arriver, Innovation maritime a donné le mandat à l'UQAR de concevoir et de fabriquer un émulateur de station solaire qui pourra être intégré à ce laboratoire.

PROBLÉMATIQUE

Laboratoire d'essai pour l'électrification des navires

Dans un contexte de laboratoire d'essai, l'utilisation de modules solaires physiques est problématique et peu versatile, surtout lorsque vient le temps d'estimer les performances d'un réseau électrique de navires avec une station solaire impliquant une grande proportion de modules, en raison de l'espace restreint et des coûts. Il est aussi peu réaliste de tester en

laboratoire les produits de plusieurs manufacturiers ou encore différentes technologies de modules solaires à l'échelle de plusieurs kilowatts. Un émulateur solaire (ou émulateur PV) est un convertisseur d'électronique de puissance spécialisé conçu pour reproduire les caractéristiques courant-tension d'un module, d'un panneau ou d'une station solaire, permettant ainsi de tester les systèmes d'énergie solaire dans des conditions de laboratoire contrôlées. L'émulateur est une solution polyvalente pour remédier à l'intégralité des problématiques précédentes. En plus d'être moins coûteux, moins encombrant et de permettre de tester plusieurs modèles de modules solaires, l'émulateur permet d'utiliser des profils météorologiques obtenus sur le terrain pour reproduire des scénarios d'opération réalistes en laboratoire.

L'émulateur dans son environnement

La Figure 1 montre l'émulateur dans l'environnement du banc d'essai (microréseau électrique) d'Innovation maritime. Ce dernier comporte des charges variables résistives et inductives, ainsi que différentes sources d'énergie, comme des génératrices et des batteries. Les équipements sont liés à un système de contrôle et d'acquisition de données pour reproduire des scénarios et analyser les résultats.

L'émulateur permettra de tester l'intégration de l'énergie solaire dans ce microréseau, sans avoir à utiliser une infrastructure solaire physique. Il permettra notamment de tester différents profils d'ensoleillement en fonction de mesures obtenus à l'aide d'une station embarquée sur un navire donné. L'émulateur permettra ainsi d'estimer les gains possibles et les problèmes que pourrait causer une intégration trop importante d'énergie solaire sur un réseau électrique de navire. Cela comprend, entre autres, l'écêtement des charges (en anglais, *peak shaving*), la stabilité du réseau, l'économie de carburant et le retour sur investissement. L'émulateur sera couplé au microréseau par un onduleur triphasé avec fonction de suivi du point de puissance maximale (*maximum power point tracking*, MPPT).

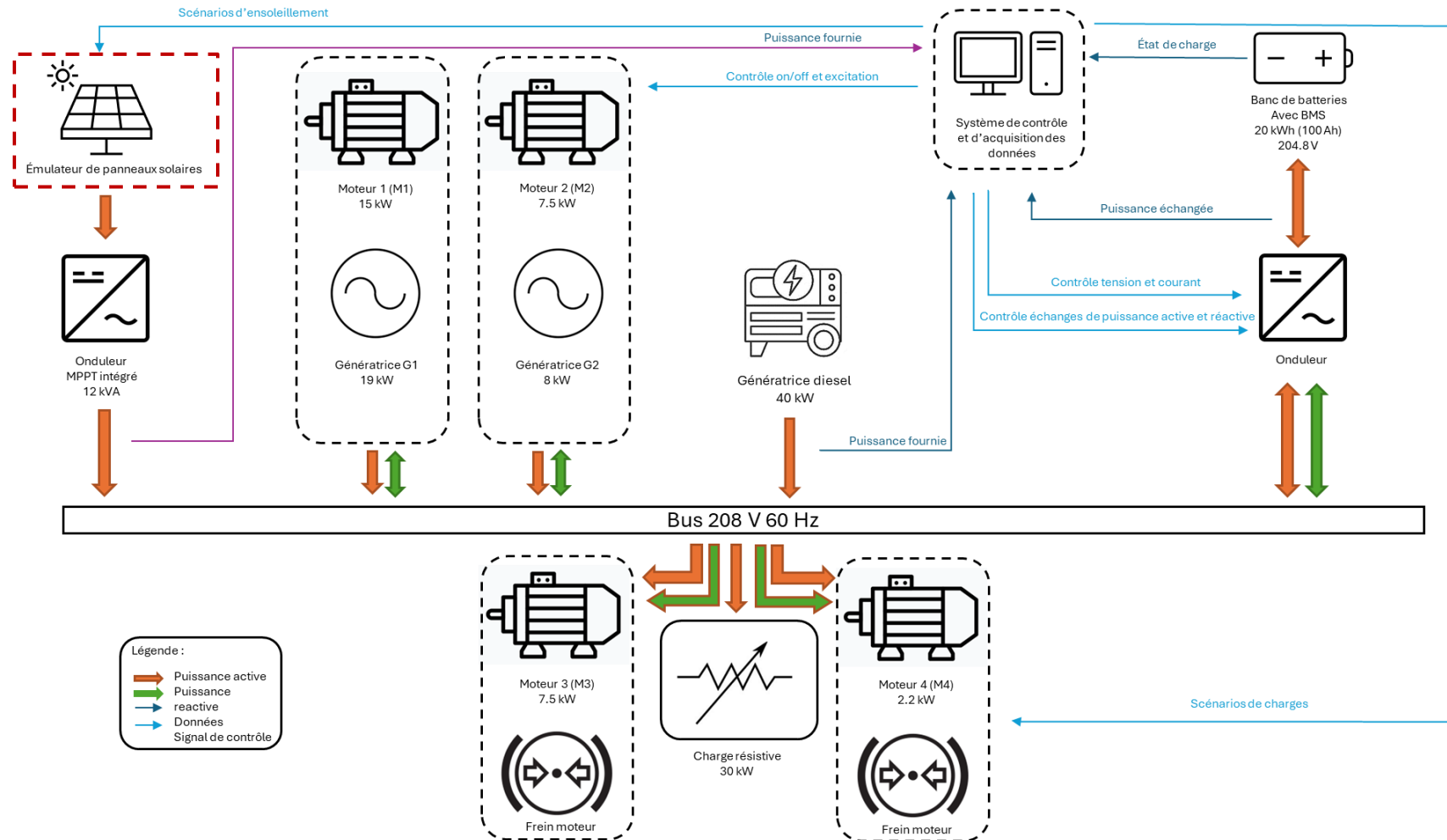


Figure 1. Schéma haut-niveau du banc d'essai (microréseau électrique) de navires chez Innovation maritime [32]

Contraintes et spécifications à respecter pour l'émulateur

Pour que l'émulateur soit utilisable par Innovation maritime, il doit respecter les contraintes et les spécifications imposées par l'environnement de son banc d'essai. Tout d'abord, il doit adapter sa sortie en courant continu (*direct current*, DC), afin de générer les courbes de fonctionnement courant-tension (I-V) de différents modules solaires, uniquement à l'aide des données disponibles dans les fiches techniques des fabricants de modules. Sa sortie doit pouvoir être ajustée dynamiquement, c'est-à-dire en temps réel, en fonction de différents profils d'ensoleillement (irradiance) et de température programmés. L'émulation doit aussi pouvoir être étendue à une station solaire constituée de plusieurs modules solaires connectés en série et en parallèle. Sa tension de sortie doit aussi être en mesure de suivre le courant imposé par l'onduleur lorsque celui-ci réalise sa fonction de MPPT. Ces contraintes imposent souvent d'utiliser un convertisseur de type DC-DC pour moduler la tension et le courant sur une grande plage, soit près du point de court-circuit (CC) jusqu'au point en circuit ouvert (OC) pour avoir, idéalement, toute la plage de fonctionnement des modules ou de la station solaire. Cependant, comme l'onduleur tend à maintenir l'émulateur dans sa plage la plus efficace (*maximum power point*, MPP), la zone de MPP reste primordiale par rapport au reste de la plage. L'objectif est d'avoir une efficacité élevée dans cette zone, ce qui permet d'avoir également une excellente densité de puissance et de limiter la chaleur dans l'armoire électrique où celui-ci sera placé. L'émulateur doit aussi idéalement posséder une isolation galvanique pour des raisons de sécurité humaines et matérielles. Notre hypothèse de base stipule que le convertisseur isolé à deux ponts actifs monophasé (*single-phase dual active bridge*, 1p-DAB) [35] répond à tous les critères énoncés. Les spécifications du convertisseur sont détaillées dans la TABLE II de l'article que nous avons publié [36] (CHAPITRE 2).

OBJECTIFS

L'objectif principal du projet est de **développer un émulateur de station solaire PV** pour un laboratoire d'essai qui émule un microréseau électrique de navires.

L'objectif principal se divise en trois objectifs spécifiques :

- O1.** Explorer l'utilisation de la topologie du convertisseur de type 1p-DAB pour réaliser la fonction d'émulation d'une station solaire PV.
- O2.** Proposer une méthodologie complète de conception et de commande du convertisseur de type 1p-DAB pour réaliser la fonction d'émulateur.
- O3.** Concevoir et fabriquer un émulateur fonctionnel respectant les contraintes et les spécifications du laboratoire (microréseau) d'essai de navires.

La Figure 2 présente le fonctionnement simplifié de l'émulateur. La section en **vert** montre le modèle de station solaire PV et les paramètres extérieurs qui affectent le modèle, soit l'irradiance G , la température T et le courant de sortie I_{PV} , qui agit comme référence pour calculer le point de fonctionnement sur la courbe I-V de la station. La section en **bleu** montre la boucle de régulation interne qui contrôle la tension de sortie de l'émulateur grâce à une consigne de tension qui provient du modèle de station solaire et une rétroaction qui provient d'une mesure de tension en sortie du convertisseur 1p-DAB. Finalement, la section en **orange** représente le convertisseur 1p-DAB, ainsi que son contrôleur de type proportionnel intégral (PI) qui lui permet d'atteindre la consigne de tension demandée; le contrôleur PI reçoit la différence entre la consigne et la mesure de tension et ajuste le déphasage entre les deux ponts actifs du convertisseur 1p-DAB pour que la mesure rejoigne la consigne. Une vue plus détaillée du fonctionnement de l'émulateur est présentée à la Fig. 2 de l'article que nous avons publié [36] (CHAPITRE 2).

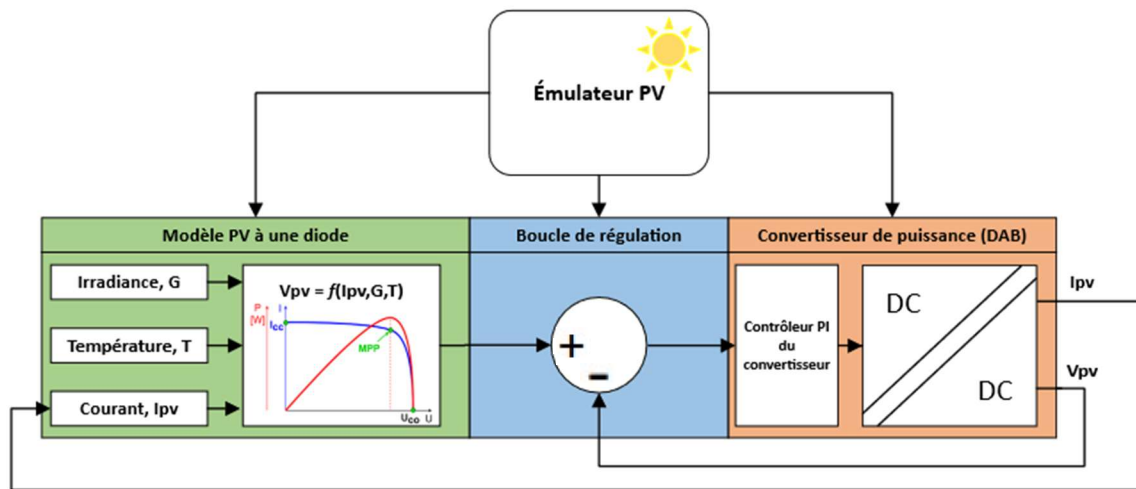


Figure 2. Vue conceptuelle simplifiée de l'émulateur (adapté de [37])

MÉTHODOLOGIE

Afin d'atteindre les objectifs généraux et spécifiques, la méthodologie se décline en cinq (5) étapes distinctes :

Étape 1 – Effectuer une revue de littérature :

Une **revue de la littérature** est d'abord menée afin de mieux comprendre les réseaux électriques utilisés dans les navires puisqu'il s'agit d'un aspect important de l'application de l'émulateur. Ensuite, les solutions d'émulation et les modèles mathématiques de modules solaires PV sont explorés, afin de choisir la solution d'émulation et le modèle mathématique qui répondent le mieux aux besoins du laboratoire d'essai. Finalement, les convertisseurs de type DC-DC et plus précisément le convertisseur 1p-DAB sont étudiés, afin de comprendre les topologies potentielles et de justifier le choix de la topologie explorée.

Étape 2 – Développer un modèle analytique complet de la fonction d'émulation et du convertisseur 1p-DAB :

Il convient d'abord de comprendre et d'analyser **le fonctionnement des modules solaires et du convertisseur 1p-DAB**, incluant l'analyse des composants, des caractéristiques électriques, des entrées et sorties, et des performances attendues. Ensuite, il faut déterminer **les**

variables et les paramètres qui influencent le fonctionnement du système, comme les paramètres de la fiche technique du module solaire, l'irradiance, la température, la tension et le courant de sortie du module solaire, les caractéristiques du convertisseur 1p-DAB et les différentes options de contrôle de ce type de convertisseur. Par la suite, il est nécessaire d'élaborer les équations mathématiques qui décrivent le fonctionnement d'une station solaire et celui du convertisseur 1p-DAB, ainsi que l'interaction entre ces équations pour produire une sortie électrique stable et régulée qui réalise la fonction d'émulation désirée. Ces équations permettent ensuite de développer un modèle de simulation temporel complet de l'émulateur. Elles permettent aussi de dimensionner les composants du convertisseur 1p-DAB et de spécifier l'inductance de fuite du transformateur, afin d'assurer que les deux ponts du convertisseur 1p-DAB sont en zone de commutation douce à tension nulle (*zero-voltage switching*, ZVS) à haute puissance, ce qui est important pour obtenir une bonne efficacité à haute puissance. En activant le transistor lorsque la tension à ses bornes est nulle, les pertes liées à la décharge des capacités parasites sont réduites, ce qui permet une commutation à des fréquences plus élevées sans augmenter significativement les pertes, ce qui est essentiel pour les applications nécessitant une haute densité de puissance. Finalement, la commutation de type ZVS génère moins de bruit électromagnétique, ce qui peut s'avérer important dans les environnements sensibles.

Étape 3 – Valider le modèle analytique par simulation dans le domaine du temps :

Le fonctionnement théorique de l'émulateur est ensuite validé avec des **simulations en boucle ouverte et en boucle fermée** dans le domaine temporel avec MATLAB® Simulink, afin de vérifier la précision du modèle analytique complet et d'évaluer le comportement dynamique du convertisseur, lorsque soumis à des contraintes simulées. Pour valider que l'émulateur peut reproduire les caractéristiques I-V d'un module donné à partir des données de sa fiche technique, les résultats de simulation sont notamment comparés à des données de référence de la base de données *System Advisor Model* (SAM) du *National Renewable Energy Laboratory* (NREL) [38]. Le module solaire sélectionné pour cette validation est un Ablytek 6MN6A290 avec un MPP spécifié de 290 W.

Étape 4 – Fabriquer un prototype à pleine échelle de l’émulateur :

Le prototype matériel développé et fabriqué (Figure 3) est une adaptation du design de référence TIDA-010054 [39] de *Texas Instruments*. Sa puissance de sortie nominale est de 8 kW, avec une tension d’entrée nominale de 400 V (fixe) et une tension de sortie nominale de 400 V (variable). Il utilise des transistors de type MOSFETs SiC (Cree C3M0030090K) qui ont une tension nominale de 900 V, offrant de faibles pertes en commutation ainsi qu’une faible charge de recouvrement inverse et une faible résistance à l’état passant. La fréquence de commutation des transistors est de 100 kHz, avec un temps mort de 300 ns entre les signaux de commande des transistors supérieur et inférieur d’une même branche. Le transformateur est de type planaire spécifié et conçu sur mesure pour l’émulateur (Payton Planar 62826). La technologie de type planaire est choisie pour sa haute densité de puissance et la prédictibilité de son inductance de fuite, un paramètre central à la performance du convertisseur 1p-DAB, notamment pour assurer son fonctionnement en zone de ZVS à haute puissance. Le microcontrôleur (*Texas Instruments* TMDSCNCD280049C) exécute à la fois la boucle externe (modèle de station solaire PV) et la boucle interne (contrôleur PI sur la tension de sortie). Le programme du contrôleur permet d’effectuer des essais en boucle ouverte et en boucle fermée. Au moment d’écrire ce mémoire, le contrôle en boucle fermée a été testé à basse puissance, mais n’a pas encore été testé à haute puissance pour des raisons de sécurité. Le prototype a été fabriqué et testé dans les locaux de l’UQAR.

Étape 5 – Tests sur le prototype de l’émulateur pour valider l’efficacité :

Des essais expérimentaux sur le prototype ont finalement été réalisés afin d’évaluer l’efficacité du convertisseur dans diverses conditions de fonctionnement. Ces essais ont notamment permis de mesurer l’efficacité du convertisseur en fonction de la puissance transférée et du mode de commutation (ZVS ou non). Les résultats montrent qu’une efficacité élevée est obtenue à haute puissance lorsque les deux ponts fonctionnent en zone de commutation douce à tension nulle (ZVS). Toutefois, ils démontrent également que le rendement est fortement influencé par les conditions de ZVS ; il est donc important de maximiser les zones de fonctionnement en ZVS, en particulier au MPP attendu pour les applications d’émulation de station solaire.



Figure 3. Prototype de l'émulateur fabriqué à l'UQAR

CONTRIBUTIONS

La réalisation de ce projet présente une contribution au domaine scientifique, tout comme au domaine industriel.

La contribution scientifique réside dans la proposition d'une méthodologie de conception permettant l'utilisation de la topologie de convertisseur 1p-DAB comme composant central d'un émulateur photovoltaïque flexible destiné à un microréseau d'essai pour navires. Afin de mener le projet de recherche à terme, l'utilisation de différents éléments du génie électrique, comme l'électronique de puissance, les réseaux électriques, la programmation et le contrôle de procédés fut notamment nécessaire.

D'un point de vue industriel, l'émulateur est un outil d'essai pour Innovation maritime, offrant une flexibilité pour tester diverses technologies et configurations de stations solaires sur son microréseau électrique de navires. Son utilisation évite la nécessité d'avoir une infrastructure solaire physique pour réaliser les tests, entraînant des économies en coût et en espace. De plus, la possibilité de tester diverses technologies, niveaux d'ensoleillement, et températures à tout moment, ou encore à partir d'une acquisition de données effectuées sur un navire réel, devient un levier important pour réaliser des essais sous différents scénarios d'exploitation.

STRUCTURE DU MÉMOIRE

La structure de ce mémoire est orientée de manière à refléter la méthodologie appliquée pour réaliser le projet, mais aussi pour s'harmoniser avec l'article publié qui est au cœur du mémoire. Le **CHAPITRE 1** présente une revue de la littérature (*étape 1*) qui complète celle réalisée dans le chapitre d'**introduction générale** et celle présentée dans l'article. L'article (**CHAPITRE 2**) couvre les *étapes 2 à 5* de la méthodologie. Le chapitre de **conclusion générale** propose finalement des pistes pour étendre les applications de l'émulateur et du modèle de simulation développé.

Pour appuyer le contenu de l'article, plusieurs annexes ont aussi été ajoutées. Le contenu de chaque annexe a été judicieusement choisi afin d'accroître la portée des travaux de ce mémoire. L'**ANNEXE A** présente les tests effectués lors de la fabrication du convertisseur, ainsi que plusieurs images du support physique et des bancs d'essai à l'UQAR. Une partie significative de la conception et de la fabrication a été réalisée dans le cadre du projet et le contenu de cette annexe vise à documenter ces étapes. L'**ANNEXE B** présente la liste de matériel nécessaire à la fabrication des différents circuits imprimés (*printed circuit board*, PCB). L'**ANNEXE C** présente des démonstrations mathématiques supplémentaires qui ont permis de dériver le modèle de station solaire PV et le modèle du convertisseur 1p-DAB, en support à ceux documentés dans l'article. L'**ANNEXE D** présente la fiche technique du transformateur, composant dont les caractéristiques sont importantes pour assurer le fonctionnement en ZVS du convertisseur 1p-DAB et obtenir une bonne efficacité.

CHAPITRE 1

REVUE DE LA LITTÉRATURE

Ce chapitre a pour objectif de faire un état des connaissances actuel sur les domaines en lien avec le travail de recherche. Il présente les travaux antérieurs et identifie les théories, les méthodes et les résultats clés déjà établis. Ce chapitre sert aussi à mettre en lumière les limites dans les travaux existants, à justifier la pertinence et la nécessité de ce travail et aide à déterminer la méthodologie qui guide le développement de l'émulateur de station solaire.

La section 1.1 présente les réseaux électriques de navires, soit leurs évolutions technologiques d'un point de vue électrique, les architectures possibles, la qualité de l'onde, les technologies de stockage et la hiérarchie « classique » de contrôle.

La section 1.2 présente la théorie sur l'émulation de modules solaires PV. Les types de modèles PV, leurs implémentations, les stratégies de contrôle et la définition de l'ombrage partiel sont tous des éléments dont la compréhension est nécessaire pour la conception de l'émulateur et pour définir ses limites d'utilisation.

La section 1.3 présente les types de supports physiques pour l'émulation de modules solaires PV et fait état des types de convertisseur DC-DC disponible afin de justifier le choix de la topologie sélectionnée (1p-DAB).

La section 1.4 présente en détail les principes généraux et le fonctionnement de base du convertisseur 1p-DAB. Elle présente aussi les stratégies de commande, le principe du temps mort, le modèle dynamique, les stratégies de contrôle et pour finir la conception matérielle avec les choix importants à faire.

La revue de littérature présentée dans ce chapitre est complémentaire à celle présentée dans le chapitre d'introduction générale et l'article au CHAPITRE 2.

1.1 ÉVOLUTION DES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES DE NAVIRES

Le secteur maritime reste un élément important pour l'application future de l'émulateur. Comprendre l'environnement est un enjeu important pour l'intégration de l'émulateur au microréseau d'essai de navires d'Innovation maritime. Dans cette sous-section, une revue de l'évolution des topologies et technologies utilisées pour les réseaux électriques de navires est présentée. Une emphase particulière est mise sur l'analyse de l'importance de certains éléments pour l'intégration de l'émulateur dans l'environnement du laboratoire d'essai.

Histoire et évolution technologique

L'intégration des systèmes électriques commercialisés à bord des navires remonte aux années 1880, avec l'intégration des premiers systèmes en courant continu (*direct current*, DC). À l'époque, l'utilisation de systèmes en courant continu s'est répandue de manière plus importante que les systèmes en courant alternatif (*alternating current*, AC) puisque les moteurs AC n'étaient pas encore suffisamment perfectionnés [40]. Le développement des moteurs AC, des transformateurs et des systèmes adaptés au courant alternatif a fini par prendre une part importante du marché. L'intégration de l'électronique de puissance à bord des navires, qui s'est popularisée dans les années 1980 a ensuite permis d'améliorer les performances opérationnelles des réseaux électriques de navires et a conduit à des réseaux hybrides (AC et DC). L'intégration de l'électronique de puissance a notamment permis d'améliorer l'efficacité des systèmes de propulsion et de réaliser des économies de carburant importantes [41].

Aujourd'hui, on retrouve autant des réseaux en courant continu (DC) que des réseaux en courant alternatif (AC). Alors que les systèmes en courant alternatif ont longtemps dominé les applications navales, la montée de l'électronique de puissance et des sources d'énergie renouvelable a favorisé le retour des réseaux en courant continu. Les réseaux en courant continu permettent notamment un contrôle simplifié du flux de puissance (absence de gestion de la puissance réactive), l'intégration plus facile des énergies renouvelables et du stockage d'énergie (ex. : la sortie d'un module solaire est en courant continu), l'absence de synchronisation entre les convertisseurs et les machines électriques et l'absence de problèmes d'harmoniques de puissance (meilleure qualité de l'onde). Néanmoins, les systèmes de

puissance en courant continu pour les navires et les technologies associées sont encore en phase de développement et sont toujours aujourd'hui considérés comme un domaine de recherche en expansion [42], [43].

Les systèmes hybrides, comportant une propulsion principale par un moteur thermique ou un moteur électrique avec des génératrices à bord, sont devenus la norme à bord des navires. Depuis quelques années, des navires 100 % électriques font aussi leurs apparitions dans certains secteurs du domaine maritime, notamment les traversiers et les bateaux de pêche [44], [45]. La fiabilité et la continuité d'opération sont toutefois des enjeux importants des systèmes 100 % électriques pour lesquels des travaux de recherche portent notamment sur l'architecture des microréseaux, les stratégies de contrôle et la gestion des pannes [46], [47].

Intégration rapide des technologies et évolution des normes

L'intégration rapide des nouvelles technologies apporte aussi de nouvelles dimensions aux systèmes, de nouveaux risques de défaillances et des interactions qui peuvent parfois être problématiques. Il s'agit d'ailleurs de l'une des motivations principales pour la réalisation de ce projet de recherche, soit de valider la fiabilité d'une intégration importante d'énergie solaire sur un réseau électrique de navire.

Les risques liés à cette intégration peuvent tout de même être grandement réduits grâce à des normes fiables, spécifiques ou non à l'industrie visée. La norme IEEE 1662-2008, intitulée « *Guide for the Design and Application of Power Electronics in Electrical Power Systems on Ships* » est un exemple pertinent pour ce projet de recherche. Cette norme propose des lignes directrices pour la conception et l'application des équipements d'électronique de puissance dans les systèmes électriques de navires. Elle aborde notamment la gestion coordonnée des flux de puissance, la protection des équipements, la continuité de l'alimentation, ainsi que les capacités de contrôle et de communication post-incidents. La norme traite également des mécanismes de diagnostic, de la conformité des composants aux exigences normatives, de la gestion des surcharges, et de la mise à la terre des réseaux électriques, afin d'assurer la performance, la fiabilité et la sécurité des installations en environnement maritime.

Technologies de stockage et piles à combustible

Les systèmes de stockage d'énergie (*energy storage systems*, ESS) et les piles à combustible sont naturellement intégrés dans les microréseaux comportant une source d'énergie intermittente, comme l'énergie solaire photovoltaïque, afin de stocker ou de produire de l'énergie en fonction des besoins. Ces systèmes jouent un rôle important dans le maintien de la qualité de l'alimentation au sein des microréseaux du navire. Il existe plusieurs technologies de stockage, notamment les batteries, les supercondensateurs et les volants d'inerties. La Figure 4 présente à titre d'exemple une vue d'ensemble des différentes technologies de stockage disponibles et des piles à combustible en fonction de la densité de puissance et d'énergie.

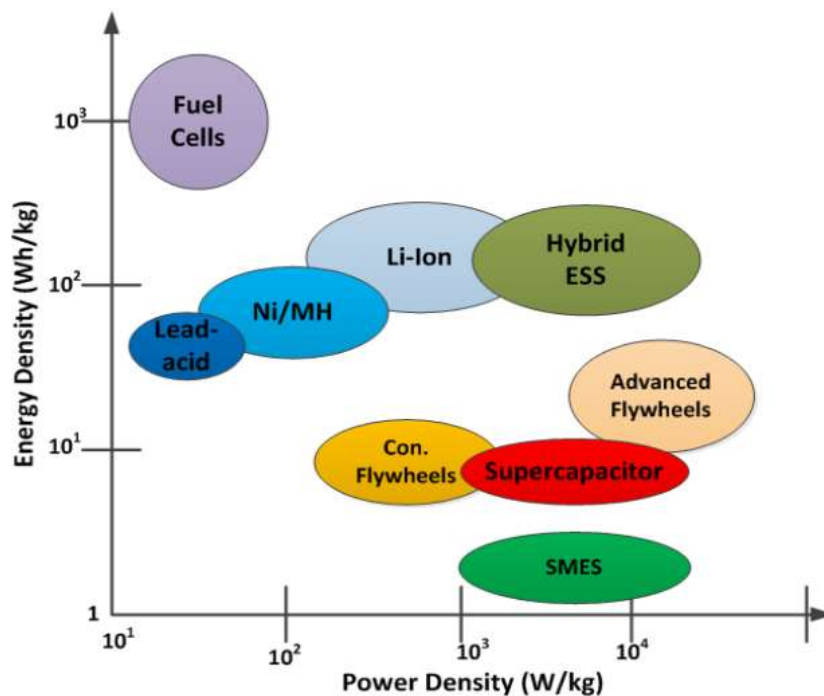


Figure 4. Densités d'énergie et de puissance de différentes technologies de stockage d'énergie et des piles à combustible [48]

Les systèmes de stockage sont particulièrement utiles pour lisser les transitoires, réduire les pointes de charge et permettre la récupération d'énergie pendant les phases de régénération des moteurs électriques de propulsion. L'intégration du stockage avec des convertisseurs électroniques de puissance permet d'améliorer la stabilité et l'efficacité des systèmes

électriques des navires, réduisant ainsi la nécessité de surdimensionnement ou de redondance de système d'énergie dans certains cas. Cette intégration est importante pour l'environnement maritime, où le poids et l'espace sont des considérations primordiales [49]. Il est à noter que le microréseau auquel sera intégré l'émulateur (Figure 1), comporte un système de stockage d'énergie par batteries de type Li-ion, qui pourra absorber de l'énergie en provenance de l'émulateur, à travers l'onduleur avec fonction MPPT.

Il s'agit d'un exemple de nouvelle technologie qui, avec de l'énergie solaire pour la recharge, permet de réaliser des gains en économies de carburants et en réduction d'émission, grâce à l'écêtement des charges. Il est aussi possible de réduire le nombre de génératrices en fonctionnement, car les batteries peuvent servir de sources d'énergie d'urgence, là où une génératrice doit fonctionner à vide ou en faible charge, pour réduire le temps de mise en fonction lors d'un besoin urgent d'énergie. Le système de stockage par batteries permet généralement de repayer pour les coûts d'installation par les économies de carburant qu'il procure [50], [51].

Les architectures de réseaux électriques de navires

Les éléments précédents sont tous reliés au réseau électrique des navires, qui fait le lien avec l'entièreté des systèmes électriques du navire. Il existe deux types principaux d'architectures de réseau électrique de navires : l'architecture *radiale* et l'architecture *zonale*. Historiquement, l'architecture radiale a été favorisée en raison de sa simplicité de protection et de contrôle, avec les charges de services et la propulsion sur des réseaux séparés [40]. Dans une architecture radiale, l'alimentation électrique provient d'un ou de plusieurs générateurs connectés à un bus commun qui alimente les charges individuelles; l'énergie électrique suit un chemin unidirectionnel de la production vers la charge.

La capacité excédentaire du système de propulsion à basse vitesse ou lorsque le navire est à l'arrêt ne peut être utilisée dans un système radial. Par conséquent, l'utilisation des ressources disponibles est très faible, ce qui entraîne une faible efficacité globale du système. De plus, avec l'augmentation de la demande en énergie des charges de service (hôtelières et

auxiliaires) dans les navires modernes, maintenir deux grands réseaux de puissance séparés n'est ni efficace ni économique [48].

Les développements récents en électronique de puissance ont permis un meilleur contrôle des systèmes de propulsion en courant alternatif, rendant ainsi possible l'utilisation d'un système de puissance commun pour la propulsion et les charges de service. Cette architecture est connue sous le nom de système de puissance intégré (*integrated power system*, IPS). Cette architecture accentue toutefois certains problèmes de qualité de l'onde, notamment la distorsion harmonique ainsi que les interactions complexes entre convertisseurs, stockage d'énergie et réseau [41].

Bien que la distribution radiale ait été largement adoptée dans les systèmes de puissance des navires, la nécessité d'avoir des systèmes de puissance plus complexes offrant une meilleure résilience, fiabilité et efficacité a récemment gagné en priorité. La distribution électrique zonale (*zonal electrical distribution*, ZED) émerge comme l'une des alternatives à l'architecture radiale pour atteindre ces objectifs. Dans une architecture zonale, le réseau est divisé en plusieurs zones de charges semi-autonomes, chacune disposant de ses propres moyens de production.

Les systèmes ZED nécessitent une compréhension approfondie des profils de charge et des stratégies complexes de communication et de coordination. De plus, des algorithmes avancés de détection, d'identification et d'isolation des pannes sont essentiels pour leur mise en œuvre. Des technologies de communication comme le réseau de contrôleurs (*controller area network*, CAN) sont également indispensables [52], [53].

Quoique les différentes architectures ont un impact majeur sur le fonctionnement et la fiabilité du réseau électrique d'un navire, il ne s'agit pas d'un enjeu majeur pour la conception de l'émulateur, car l'onduleur avec MPPT (Figure 1) servira de lien entre l'émulateur et le reste du réseau en courant alternatif du laboratoire d'essai.

Hierarchie de contrôle des microréseaux

Les réseaux électriques de navires sont considérés comme des microréseaux et ont des caractéristiques semblables aux microréseaux terrestres isolés, à l'exception des plus grandes

charges dynamiques, comme les moteurs de propulsion ou encore les différents scénarios d'opération qui nécessite une plus grande redondance des systèmes [54]. Un enjeu important pour les microréseaux est les grandes variations en tension, en courant et en fréquence, perturbant le réseau et les appareils qui y sont raccordés. Ces impacts non négligeables demandent une approche particulière pour la gestion de l'énergie [55].

Encore une fois, le développement d'un encadrement normatif pour le contrôle des microréseaux permet de réduire les risques liés à l'intégration de nouvelles architectures. La norme ANSI/ISA-95, souvent désignée sous le nom d'ISA-95, est une norme internationale visant à développer une interface automatisée entre les systèmes dits d'entreprise et les systèmes de contrôle industriel. Cette norme, conçue pour les fabricants du monde entier, est applicable à toutes les industries et à tous types de processus, qu'ils soient en lots, continus ou répétitifs. Les objectifs de l'ISA-95 sont de fournir une terminologie uniforme pour faciliter la communication entre fournisseurs et fabricants, de créer des modèles d'information cohérents et de définir des modèles opérationnels clairs pour préciser la fonctionnalité des applications et l'utilisation des informations. Cette norme propose une structure de contrôle à plusieurs niveaux hiérarchiques [56], [57]. Chaque niveau assure un contrôle de supervision sur les systèmes de niveau inférieur. Il est essentiel de garantir que les signaux de commande et de référence d'un niveau à l'autre n'affectent pas significativement la stabilité du système. Pour ce faire, il est pratique courante de diminuer la bande passante (rapidité) du contrôle à mesure que le niveau de contrôle augmente (c'est-à-dire plus le contrôle devient macro).

Pour adapter l'ISA-95 au contrôle des microréseaux, il est suggéré dans la littérature de diviser le contrôle en quatre niveaux (identifiés de 0 à 3) comme suit [58], [59] :

Niveau 3 (contrôle tertiaire) : Ce niveau contrôle le flux de puissance entre le microréseau et le réseau global dans lequel il est intégré. Dans le cadre de ce projet, il n'y a pas d'interaction entre l'émulateur et le contrôle que l'on pourrait qualifier de « tertiaire » du laboratoire.

Niveau 2 (contrôle secondaire) : Il assure que les niveaux électriques dans le microréseau sont conformes aux valeurs requises et peut inclure une boucle de contrôle de synchronisation pour connecter ou déconnecter le microréseau du réseau global.

Dans ce projet, le contrôle dit « secondaire » gère les interactions entre l'onduleur et le reste réseau, mais n'a pas de lien direct avec l'émulateur pour le moment.

Niveau 1 (contrôle primaire) : La méthode de contrôle par répartition (droop-control) [60] est souvent utilisée à ce niveau pour imiter des comportements physiques stabilisant le système, mais il existe d'autres techniques de stabilisation. Le contrôle des interactions entre l'émulateur et l'onduleur avec fonction de MPPT pourrait ici être qualifié de contrôle « primaire » (Figure 1).

Niveau 0 (boucles de contrôle internes) : Ce niveau intègre les régulations de chaque module. Les boucles de contrôle du courant et de la tension, qu'elles soient en rétroaction ou en anticipation, linéaires ou non linéaires, permettent de réguler la tension de sortie et de contrôler le courant, tout en maintenant la stabilité des systèmes. L'asservissement complet de l'émulateur (Figure 2) est considéré comme un contrôle « interne », même si celui-ci possède une boucle dite *interne* (asservissement de la tension de sortie) et une boucle dite *externe* (calcul de la consigne de tension en fonction de la caractéristique courant-tension du système solaire à émuler et du courant de sortie mesuré).

Qualité de l'onde

Les impacts sur le microréseau des différentes sources et charges, ainsi qu'une part grandissante de l'électronique de puissance, posent un enjeu important sur la qualité de l'onde. Selon la communauté électrotechnique internationale (CEI), la qualité de l'onde définit les caractéristiques de l'onde de courant, de l'onde de tension électrique et de la fréquence de celles-ci en un point donné d'un système d'énergie électrique; les harmoniques, le papillotement et les variations de tension en sont des exemples connus.

D'abord, il y a les charges qui consistent principalement en : la propulsion, les pompes et les compresseurs pour le chauffage, la ventilation et la climatisation, les systèmes d'éclairages, ainsi que les systèmes de contrôle et de communication. En général, leurs dynamiques et caractéristiques doivent être prises en compte lors de la conception du système électrique.

La disposition des charges sur un système électrique influence son fonctionnement et sa qualité d'alimentation. Cela est particulièrement vrai pour les charges qui demandent une puissance élevée, comme les charges de propulsion ou les charges à puissance pulsée dans les applications navales. Les constantes de temps des charges caractérisent la rapidité de la demande en énergie. La gestion des charges dans un microréseau naval complexe, comprenant des composants avec une large gamme de constantes de temps, représente un défi. Les stratégies basées sur les constantes de temps gagnent en popularité comme des méthodes de gestion de charge prometteuses pour les microréseaux électriques de navires [61].

Les systèmes diesels-électriques et turbines à gaz ont été largement adoptés pour la production d'énergie à bord des navires. L'intégration de sources d'énergie renouvelable est en développement, mais reste émergente. Actuellement, seule une très faible proportion de l'énergie est générée par des modules solaires photovoltaïques sur les navires. Afin d'augmenter l'intégration des sources d'énergie renouvelable dans les systèmes électriques marins et également pour accommoder les charges à variation rapide, les solutions basées sur les systèmes de stockage d'énergie se sont révélées être prometteuses [62]. Le projet de recherche est en lien direct avec ce désir d'augmenter l'intégration de l'énergie solaire à bord des navires. Néanmoins, étant couplé au microréseau d'essai via un onduleur, la conception de l'émulateur sera peu impactée par les problèmes de qualité de l'onde qui pourraient survenir sur le microréseau d'essai, car l'onduleur agit comme un tampon entre l'émulateur et le microréseau. Il devra toutefois avoir une dynamique suffisamment rapide pour répondre aux variations de charge de l'onduleur avec MPPT, qui lui est impliqué dans la gestion des flux de puissance avec le microréseau d'essai du laboratoire.

1.2 ÉMULATION DE SYSTÈMES SOLAIRES PHOTOVOLTAÏQUES

Le domaine de l'émulation des systèmes solaires PV est déjà bien documenté dans la littérature. Dans cette sous-section, l'état de l'avancement actuel sur l'émulation des systèmes solaires PV est présenté et analysé afin d'orienter le choix du modèle utilisé pour la conception de l'émulateur. Il est à noter que cette section se concentre sur la description des modèles de *modules* solaires et l'extension à une *station solaire* constituée de plusieurs modules est présentée dans l'article au CHAPITRE 2.

Types de modèles photovoltaïques

Pour guider le choix de la méthode, les différentes approches de modélisation utilisées pour simuler les caractéristiques électriques d'un module solaire à l'aide d'un émulateur photovoltaïque sont examinées. Il existe deux catégories principales de modèles, soit 1) les **modèles basés sur un circuit électrique équivalent** et 2) les **modèles basés sur une table de données**. Les modèles **basés sur un circuit électrique équivalent** reposent sur des représentations du comportement d'un module solaire en équations sous la forme d'un circuit électrique équivalent régi par les lois des nœuds et des mailles de Kirchhoff [63]. Ces modèles, également appelés **modèles analytiques**, sont couramment utilisés dans les applications d'émulation de modules photovoltaïques. Il existe trois types principaux de modèles de circuit électrique : les modèles à une diode, les modèles à deux diodes et les modèles à trois diodes. Les modèles à deux et à trois diodes, bien que plus précis, sont beaucoup plus complexes à implémenter pour l'émulation. Le modèle à une diode, représenté à la Figure 5, est aussi appelé « modèle à une diode avec une résistance en série et une résistance shunt », « modèle 1D2R » ou encore « modèle à cinq paramètres » [64] – [67]. Le modèle à une diode est particulièrement populaire, car il offre un bon équilibre entre précision et simplicité, en tenant compte de paramètres clés, comme l'irradiance G et la température T [68] – [71]. Les modèles **basés sur une table de données** emploient quant à eux des données empiriques provenant de modules solaires réels pour tracer les courbes courant-tension. Ils sont particulièrement précis pour des tests spécifiques, mais leur besoin de grandes quantités de données en limite l'application [73] – [75].

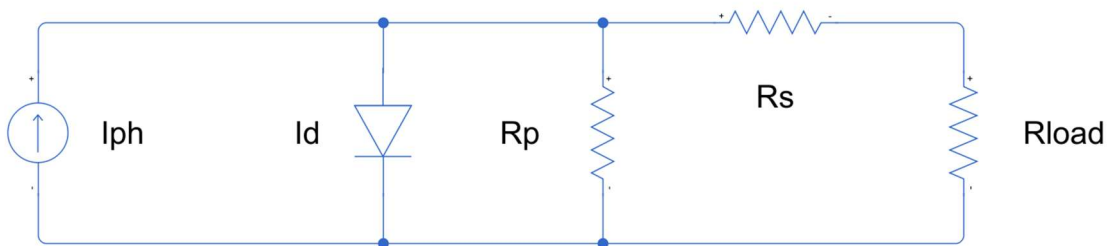


Figure 5. Circuit équivalent du modèle à une diode d'un module solaire PV

L'utilisation d'un modèle approprié dépend des exigences en matière de précision et de performances de l'émulateur, et chaque type de modèle présente des compromis entre

complexité, précision et vitesse d'exécution pour reproduire les caractéristiques d'un module solaire réel. Dans ce projet, le modèle basé sur un *circuit électrique équivalent à une diode* est retenu afin de simplifier la modélisation de différents modules solaires (différents manufacturiers et différentes technologies). Ce modèle est communément utilisé pour les applications d'émulateur [66], [67]. Pour le modèle utilisé, il est possible de déterminer ses paramètres à partir d'une fiche technique de module solaire (montré dans l'article au CHAPITRE 2). La version du modèle à 4 paramètres, sans l'effet de la résistance « shunt » a été implémentée dans le contrôleur – cela permet de simplifier grandement le traitement mathématique sans entraîner de perte significative pour notre application (montré dans l'article au CHAPITRE 2).

Implémentation du modèle de module solaire PV

La mise en œuvre du modèle mathématique de module solaire PV constitue une étape essentielle dans le développement d'un émulateur, car elle permet de calculer en temps réel le signal de référence qui pilote le convertisseur. Ce signal doit refléter avec précision le comportement électrique d'un module réel en fonction des conditions d'ensoleillement G et de température T . Toutefois, la complexité des équations décrivant les caractéristiques courant-tension peut entraîner une charge de calcul importante pour le contrôleur, au point de retarder la génération du point de fonctionnement. De tels délais compromettent la réactivité de l'émulateur, notamment lors de perturbations rapides ou de variations des conditions de fonctionnement. Il est donc impératif de choisir une méthode de modélisation adaptée, en tenant compte à la fois des ressources de calcul disponibles et du niveau de précision souhaité pour l'émulation.

Cinq (5) méthodes principales sont recensées dans la littérature et sont résumées ci-dessous. Le Tableau 1 présente une synthèse de ces différentes méthodes.

- Le **calcul direct** consiste à implémenter un modèle analytique directement dans le contrôleur. Les modèles à une diode utilisent souvent cette méthode [66], [76] – [78]. Bien que cette méthode offre une bonne précision, elle implique des équations implicites nécessitant des méthodes numériques pour résoudre le point de fonctionnement, ce qui alourdit considérablement la charge de calcul.

- Les **tables de correspondance** emmagasinent les courbes courant-tension sous forme discrète et permettent une réduction significative du temps de calcul. En revanche, elles nécessitent une grande capacité de mémoire et offrent une précision inférieure en raison de l'interpolation entre les points de données. De plus, l'accès à ces données peut devenir compliqué quand elles ne sont pas déjà disponibles dans des bases de données publiques. Il s'agit tout de même d'une des méthodes les plus utilisées [79] – [82] en raison de sa simplicité.
- Le **modèle linéaire par morceaux** approxime la courbe courant-tension par une série de segments linéaires. Cette méthode est simple à implémenter, économe en ressources, et compatible avec des contrôleurs à faible puissance de calcul. Néanmoins, elle présente une précision limitée, surtout si le nombre de segments est faible, et une flexibilité réduite en ce qui concerne les variations d'irradiance G et de température T [83], [84].
- La **méthode par réseau de neurones** repose sur un entraînement préalable (hors ligne) du réseau à partir de données expérimentales ou simulées. Elle permet de modéliser avec précision le comportement du module PV dans un espace de fonctionnement à quatre dimensions (i , v , G , T). Toutefois, cette méthode est peu flexible, car chaque module PV nécessite un réapprentissage complet [78], [85].
- La **méthode d'élimination de la tension PV** consiste à simplifier les équations en négligeant la tension dans la région de courant constant, ce qui réduit la charge de calcul dans cette zone. Bien qu'elle conserve une bonne précision globale, son efficacité dépend fortement du point de fonctionnement [86].

On remarque au tableau 1, que chaque méthode présente des avantages et des limites, et le choix dépend principalement de l'objectif de l'émulateur, des ressources matérielles disponibles et du niveau de précision attendu. Ici, pour notre application, la flexibilité et l'adaptabilité sont importantes pour émuler différents types de modules solaires et étendre le modèle à différentes configurations de stations solaires non déterminées au préalable, en plus de devoir s'adapter en temps réel aux variations de la température T et de l'ensoleillement G . Ainsi, la méthode de **calcul direct** semble être la plus adaptée à

l'application d'émulation présentée dans ce projet et a donc été retenue pour le développement de l'émulateur.

Tableau 1

Synthèse des méthodes de modélisation d'un module PV (adaptée de [37])

Critère	Calcul direct	Table	Linéaire par morceaux	Réseau de neurones	Élimination de la tension PV
Charge de calcul	Élevée	Faible	Faible	Variable	Faible à moyenne
Mémoire utilisée	Faible	Élevée	Faible	Moyenne	Faible
Précision	Élevée	Moyenne à Élevée	Faible à Moyenne	Élevée	Élevée
Flexibilité et adaptabilité	Élevée	Faible	Faible	Faible	Moyenne
Variation en temps réel de G et T	Possible	Discrète	Non possible (souvent)	Possible	Possible

Type de stratégie de contrôle

La stratégie de contrôle d'un émulateur PV a pour rôle principal de déterminer le point de fonctionnement de l'émulateur, c'est-à-dire les valeurs de tension et de courant à appliquer en sortie afin de reproduire fidèlement la courbe courant-tension du module PV réel. Contrairement à un algorithme de MPPT qui cherche à localiser le point de puissance maximale sur la courbe, la stratégie de contrôle de l'émulateur vise à suivre dynamiquement tout point sur la courbe I-V donné par le modèle, en fonction de la résistance de charge. Dans le cas de l'émulateur développé dans ce projet, la résistance de charge équivalente change en fonction du MPP demandé par l'onduleur.

Cinq (5) principales stratégies de contrôle sont recensées dans la littérature pour les émulateurs photovoltaïques. Le Tableau 2 présente une synthèse de ces différentes stratégies.

- La stratégie de **référence directe** utilise le modèle de module PV pour générer directement la tension ou le courant de référence à partir des conditions de sortie. Cela peut se faire soit avec la tension de sortie comme entrée du modèle PV pour produire

une référence de courant ou à l'inverse avec le courant de sortie comme entrée pour produire une référence de tension. Cette méthode est simple et largement utilisée. Celle-ci peut toutefois être instable dans certaines régions de la courbe courant-tension, notamment en présence de variations rapides d'irradiance G ou de température T . Un contrôleur PI adaptatif ou un ajustement dynamique du pas d'itération peuvent mitiger l'instabilité, lorsque nécessaire [76] – [78], [82], [87].

- La stratégie **hybride** change dynamiquement de mode de contrôle suivant la zone de fonctionnement du point de puissance. Elle améliore la stabilité et la précision, mais nécessite une implémentation plus complexe et des tables de correspondance [79], [88].
- La stratégie de **comparaison de résistance** consiste à comparer la résistance de sortie de l'émulateur avec celle du modèle PV pour déterminer le point de fonctionnement. Il existe deux méthodes différentes pour l'application de cette stratégie et chacune de ces méthodes possède deux variantes. La **méthode itérative** utilise le courant ou la tension de sortie de l'émulateur pour balayer la courbe, en calculant la résistance PV et en comparant celle-ci à la résistance de charge que l'on souhaite émuler. La première variante démarre avec une tension nulle ou un courant nul et fait un balayage complet de la courbe I-V tout en calculant et comparant les valeurs de résistance. Cette variante est peu adaptée aux variations dynamiques d'irradiance et de température. La deuxième variante utilise une entrée non nulle en courant ou en tension. Avec la différence entre la valeur de résistance de sortie et la résistance de référence, on se déplace d'un côté ou de l'autre sur la courbe pour atteindre la consigne. Cette variante offre un meilleur suivi dynamique lors des variations d'irradiance et de température, mais nécessite de nombreuses itérations de calcul. Pour les deux variantes, le critère de convergence est l'écart de résistance en dessous d'un seuil défini, il donne aussi un ajustement du pas pour le balayage de la courbe I-V. La **méthode graphique par ligne de résistance** utilise les données de la courbe I-V pour une irradiance et une température donnée et trace un graphique I-V et la résistance inverse comme données. Une variante est statique donc une seule courbe I-V pour un couple d'irradiance et de température et la deuxième variante fait un nouveau balayage de la courbe I-V à chaque changement d'irradiance ou de température. La méthode dynamique est exigeante en calcul et peu

adaptée aux changements progressifs; des changements en escalier progressif sont alors nécessaires. La stratégie de **comparaison de résistance** est efficace pour produire simultanément les références de courant et de tension, mais peut exiger un balayage fréquent du modèle, surtout dans les conditions dynamiques [72], [89].

- **Les méthodes analogiques**, telles que l'amplificateur PV ou la manipulation de résistance, sont simples et efficaces pour certaines applications matérielles, mais manquent de flexibilité, de précision et sont peu adaptées aux tests sous conditions variables. La **méthode par amplificateur PV** [70], [90] utilise un véritable capteur ou photodiode avec un amplificateur linéaire, l'irradiance est émulée avec une lampe halogène modulée par une alimentation DC variable et la température par des éléments chauffants. Cette méthode permet d'avoir un modèle PV presque exact tout en réduisant la quantité de matériel physique. Cependant, le manque de flexibilité est incompatible avec notre application. La **méthode par manipulation de résistance** [91] – [93] permet une émulation basée sur une alimentation DC et des résistances variables ou commutées pour contrôler l'irradiance. Cette méthode a pour inconvénient une réponse lente et une courbe I-V souvent peu réaliste dans les cas simples.
- **Les méthodes incrémentales**, comme le « *hill climbing* » ou « *perturb and observe P&O* », ajustent progressivement le point de fonctionnement pour suivre la courbe IV. Le courant de référence est calculé à partir de la tension v de sortie de l'émulateur, l'irradiance G et la température T . Le courant de référence est ensuite comparé avec le courant de sortie de l'émulateur pour ajuster le rapport cyclique d'un convertisseur d'électronique de puissance (ex. : *buck*, *boost* ou *buck-boost*). Ces méthodes sont faciles à mettre en œuvre, mais présentent une lenteur de réponse et des oscillations possibles, notamment avec un pas de temps fixe [73], [77].

La synthèse du tableau 2 permet d'illustrer que le choix de la stratégie dépend des exigences spécifiques de l'application, principalement la précision, la rapidité de calcul, l'adaptation aux changements de G et T et la complexité de mise en œuvre. Pour une application nécessitant de la flexibilité pour émuler différents modules ou différentes stations

solaires inconnus a priori, les méthodes de comparaison de résistance (notamment dans sa version dynamique ou non itérative) ou de référence directe semblent les plus appropriées en raison de leur équilibre entre précision, adaptabilité et simplicité. Pour des raisons de simplicité, la méthode de référence directe a été choisie pour l'émulateur développé.

Tableau 2

Synthèse des stratégies pour résoudre un modèle de module PV (adaptée de [58])

Critère	Référence directe	Méthode hybride	Comparaison de résistance	Méthodes analogiques	Méthodes incrémentales
Charge de calcul	Faible à Moyenne	Élevée	Moyenne à Élevée	Faible	Faible
Mémoire utilisée	Faible	Élevée	Moyenne	Très faible	Faible
Précision	Moyenne	Élevée	Élevée	Faible à Moyenne	Moyenne
Flexibilité et adaptabilité	Moyenne à Élevée	Faible à Moyenne	Moyenne à Élevée	Faible	Faible
Variation en temps réel de G et T	Moyenne	Moyenne	Faible à moyenne	Faible	Faible à Moyenne

Modélisation de l'ombrage partiel

L'**ombrage partiel** se produit lorsqu'une partie du module PV est ombragée en raison de la poussière, des nuages ou d'autres objets, ce qui déplace le MPP du module et réduit considérablement son rendement. Pour limiter les pertes et protéger les cellules, des diodes de dérivation (bypass) sont utilisées. L'émulation de l'ombrage partiel peut être réalisée par deux approches :

- **Méthode matérielle** : Cette méthode s'appuie sur l'utilisation de composants physiques, tels qu'une alimentation programmable, des transistors et des photodiodes, pour produire les courbes courant-tension caractéristiques en présence d'ombrage partiel. Bien qu'elle réduise la charge du contrôleur, elle est coûteuse, peu flexible et souvent inefficace (pertes, encombrement). On remarque dans la littérature que cette

méthode est principalement utilisée à des fins expérimentales ou pédagogiques [70], [94], [95].

- **Méthode logicielle** : Cette méthode permet de modéliser l'effet de l'ombrage par le biais de modèles mathématiques des cellules PV (en série/parallèle) sous différentes irradiances. Cette approche est plus flexible que la méthode matérielle. Elle permet aussi une émulation réaliste à l'aide d'un seul convertisseur DC-DC. En revanche, elle augmente fortement la charge de calcul, surtout lorsque le modèle de module PV repose sur des équations implicites nécessitant des méthodes numériques (itératives). Des alternatives, comme la segmentation de la courbe, la modélisation matricielle ou l'interpolation, permettent d'alléger cette complexité [75], [82], [86].

Pour une émulation réaliste de l'ombrage partiel avec adaptation à différentes configurations PV et conditions climatiques, il est clair que la méthode logicielle est à privilégier malgré sa complexité. Des stratégies d'optimisation doivent cependant être envisagées pour garantir des performances en temps réel. Dans notre cas, le rapport entre les bénéfices attendus et la complexité de mise en œuvre, combiné aux contraintes de temps et de ressources, ne justifiaient pas l'intégration de l'ombrage partiel dans le modèle de module solaire.

1.3 SUPPORTS PHYSIQUES À L'ÉMULATION SOLAIRE PHOTOVOLTAÏQUE

Cette sous-section présente les différentes options de support physique permettant de reproduire de manière contrôlée le comportement d'un module, d'un panneau ou d'une station solaire photovoltaïque.

Source de puissance programmable

Les alimentations programmables peuvent apparaître comme une alternative clé en main. Elles intègrent le contrôleur de tension et permettent un suivi précis d'une caractéristique courant-tension définie par logiciel (MATLAB/Simulink, LabVIEW, etc.). La communication se fait généralement via des interfaces GPIB, RS232 ou Ethernet. Cependant, le principal inconvénient réside souvent dans leur temps de réponse élevé (de 120 ms à 400 ms), qui les

rend inadaptées aux applications nécessitant un suivi rapide et précis des variations de consigne [96], [97]. Dans notre cas, il faut avoir un temps de réponse inférieur à celui de l'onduleur MPPT, donc cette méthode n'apparaissait pas comme étant adaptée au laboratoire d'essai.

Convertisseur d'électronique de puissance de type DC-DC

Le module PV est une source de puissance fortement non linéaire. Pour émuler son comportement, l'émulateur PV doit moduler de l'énergie tout en reproduisant fidèlement ses caractéristiques courant-tension, en présence d'une irradiance G et d'une température T variable. Cependant, le modèle PV utilisé pour simuler ces caractéristiques ne génère pas de puissance de lui-même. Il faut un **amplificateur de puissance**. L'association d'un convertisseur d'électronique de puissance au modèle PV permet de transformer le signal de commande en une puissance réelle, conforme aux caractéristiques courant-tension d'un module PV réel.

Choix de la topologie

Les régulateurs linéaires sont une option possible, mais seulement pour les applications à faible puissance en raison de leur très faible efficacité [98]. Pour les puissances plus élevées, il faut utiliser l'électronique de puissance. Plusieurs topologies de convertisseurs d'électronique de puissance (ou *switching mode power supply*, *SMPS*) sont disponibles, selon les contraintes et les spécifications de l'application. La Figure 6 illustre l'augmentation de la difficulté de conception en fonction des exigences requises. Les topologies classiques non isolées (ex. : *buck*, *boost*, *buck-boost*) sont simples, compactes, économiques et plus efficaces que les régulateurs linéaires, mais l'isolation galvanique n'est pas présente pour ces topologies [99], [71]. Il est possible d'intercaler différents convertisseurs pour obtenir une réduction du bruit, une amélioration de l'efficacité, une augmentation de la densité de puissance et une gestion thermique facilitée. Cependant, ce montage augmente la complexité de conception et de contrôle du convertisseur. Les topologies isolées (ex. : *flyback*, *forward*) sont préférées lorsque l'isolation galvanique est requise, notamment pour des raisons de sécurité ou d'interopérabilité. Cependant, plusieurs enjeux, comme la taille du transformateur et les

limitations en puissance sont présentes. Enfin, certaines topologies de convertisseur synchrone donnent différents gains, mais la complexité de celle-ci est un obstacle important [73], [100].

Le convertisseur à deux ponts actifs (*dual active bridge*, DAB) satisfait les besoins du laboratoire d'essai, en plus de présenter une architecture et un contrôle relativement simple comparativement à d'autres topologies, et ce grâce à sa fonction de transfert du 1^{er} ordre entre la tension de sortie et la commande de déphasage [101]. Le convertisseur de type DAB est très étudié présentement pour différentes applications, autant en recherche que dans l'industrie [102]. L'un des gains majeurs du convertisseur de type DAB est sa haute densité de puissance en raison de sa capacité à effectuer une commutation douce à tension nulle (*zero voltage switching*, ZVS) qui réduit les pertes d'où une réduction des dimensions du système de refroidissement [103], [104]. La commutation de type ZVS est un élément pris en considération pour les applications d'émulations [54], [105]. Avec des transistors à large bande (*wide bandgap*, WBG) à base de SiC et une fréquence de commutation élevée, il est possible d'avoir un transfert de puissance dans la plage souhaitée tout en ayant une faible ondulation de la tension de sortie. De plus, il existe un design de référence [39] applicable à notre cas qui, avec un minimum de changements, a rendu possible le développement de l'émulateur complet dans le cadre du projet. Ce choix de topologie semblait donc tout indiqué pour ce projet, même si sa bidirectionnalité naturelle n'est pas exploitée. Des versions monophasée (1p-DAB) et triphasée (3p-DAB) ont toutes deux été proposées et protégées par un brevet au début des années 1990 [106]. Ces deux topologies sont désormais dans le domaine public et suscitent un intérêt croissant, notamment avec l'émergence de nouvelles technologies de semi-conducteurs qui tendent à réduire les effets négatifs liés à la présence d'un plus grand nombre d'interrupteurs par rapport à d'autres topologies de convertisseurs bidirectionnels et isolés. Dans ce projet, la version monophasée (1p) a été retenue.

Le Tableau 3 permet de visualiser les avantages et les inconvénients des différentes topologies de convertisseurs DC-DC en comparaison avec la solution avec une source d'alimentation programmable et le régulateur linéaire.

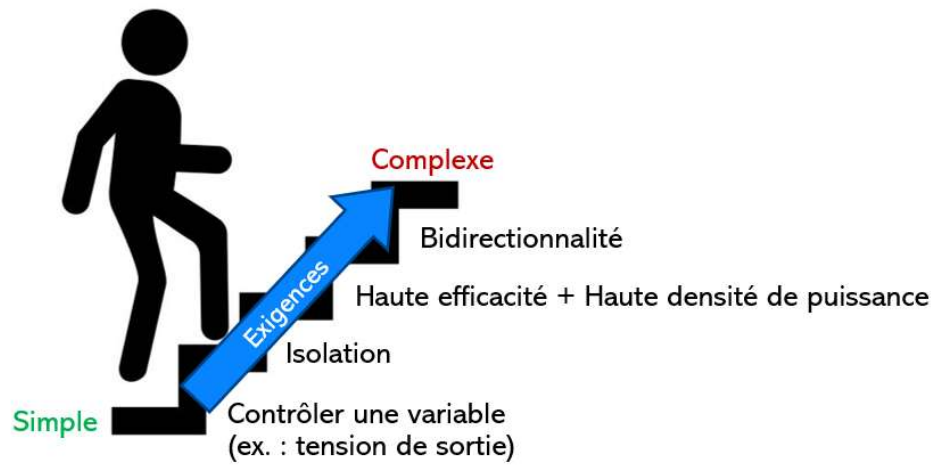


Figure 6. Illustration de la difficulté de conception d'un convertisseur DC-DC par rapport aux contraintes et spécifications techniques de celui-ci [107]

Tableau 3

Synthèse des différentes options de topologies pour le support physique de l'émulateur (basée sur [37], [108], [109])

Type de convertisseur	Avantages	Inconvénients	Rendement	Complexité	Réactivité	Isolation	Densité de puissance
Régulateur linéaire [79], [101]	Très simple, sortie stable et sans ondulation	Faible courant, rendement et dissipation thermique	Faible	Faible	Élevée	Non	Faible
SMPS - Buck / Boost [110], [111]	Haut rendement, souple et largement maîtrisé	Ondulation, filtrage nécessaire	Élevé	Moyenne	Élevée	Non	Moyenne
SMPS intercalé [112], [113]	Faible ondulation, excellente dynamique	Contrôle complexe, plus coûteux	Élevée	Élevée	Élevée	Non	Élevée
SMPS isolé (Flyback, etc.) [101]	Isolation galvanique, sécurité	Moins efficace, plus encombrant	Moyen	Élevée	Moyenne	Oui	Moyenne
Convertisseur DAB [114], [115], [116]	Isolation galvanique, très bonne densité de puissance, rendement élevé, contrôle et architecture simple, Faible ondulation, excellente dynamique	Contrôle par modulation de phase requis, composants HF	Élevé	Faible	Élevée	Oui	Élevée
Alimentation programmable [97], [117]	Facilité d'intégration, contrôle logiciel souple	Temps de réponse lent, coût élevé	Moyen	Faible	Faible	Variable	Faible

1.4 CONVERTISSEUR DC-DC DE TYPE 1P-DAB

La topologie utilisée pour l'émulateur est celle du convertisseur DC-DC isolé à deux ponts actifs monophasés (*single-phase dual active bridge*, 1p-DAB) – voir Fig. 5 et Fig. 6 de l'article au CHAPITRE 2. Cette sous-section vise à présenter ses caractéristiques principales avec une emphase particulière sur les raisons qui expliquent pourquoi cette topologie est explorée pour l'application d'émulation présentée dans ce mémoire. Par ailleurs, il est à noter que cette section offre une vue d'ensemble du convertisseur 1p-DAB selon les axes développés dans la littérature, tout en excluant les aspects techniques spécifiques déjà traités en détail dans l'article présenté au CHAPITRE 2.

Généralités sur le convertisseur 1p-DAB

Le convertisseur de type 1p-DAB est une topologie de convertisseur DC-DC isolée et bidirectionnelle largement utilisée dans les systèmes de conversion d'énergie moderne, en particulier dans les applications exigeant une haute densité de puissance, une isolation galvanique et un contrôle dynamique précis [35], [121].

Son développement est fortement lié à l'essor des technologies de commutation haute fréquence, comme les transistors de type SiC et GaN, et aux besoins croissants en flexibilité énergétique, notamment dans les microréseaux, les systèmes de stockage et l'électrification des transports. Le convertisseur de type 1p-DAB est notamment adopté dans les systèmes de stockage d'énergie par batteries [118], [119], les systèmes de recharge pour les véhicules électriques [39], [102], les alimentations industrielles haute performance et les applications d'émulation [120] de même que les convertisseurs embarqués en milieux contraints, comme dans l'aéronautique, le maritime et le ferroviaire.

Sa densité de puissance élevée en fait un candidat privilégié pour les applications embarquées. Selon [102], cette topologie peut permettre d'atteindre une densité de puissance supérieure à 7 kW/L, grâce à une conception thermique avancée. Dans les systèmes d'électrification du transport, cette topologie offre un compromis presque optimal entre compacité, isolation, rendement et flexibilité.

Fonctionnement de base

Le convertisseur de type 1p-DAB repose sur deux ponts monophasés dits « en H » connectés par un transformateur haute fréquence et dont l'inductance de fuite agit comme élément central permettant l'écoulement de puissance entre les deux ponts (comme l'inductance interne d'une machine synchrone). La commande entre les ponts permet de créer une modulation de phase (déphasage) entre les signaux, laquelle détermine le flux de puissance entre les deux ports du convertisseur. Ce principe offre une bidirectionnalité et une isolation galvanique intrinsèques, ainsi qu'une bonne adaptabilité à diverses conditions de charge. La puissance transmise par ce convertisseur est fonction du déphasage entre les signaux de commande, du produit des tensions d'entrée et de sortie, de l'inductance équivalente du circuit, et de la fréquence de commutation. Ce mécanisme permet une régulation relativement linéaire dans une certaine plage de fonctionnement (typiquement un déphasage de moins de 30°), mais peut devenir moins efficace à faible charge. De plus, l'utilisation d'un transformateur à haute fréquence (100 kHz dans notre cas), permet d'obtenir une bonne densité de puissance par l'utilisation d'un transformateur ayant des dimensions réduites en raison de la réduction de la densité de flux imposée à son circuit magnétique (note – la densité de flux imposée est inversement proportionnelle à la fréquence) [35], [39], [121], [122], [123].

Effet du temps mort

Le temps mort (en anglais *dead time*) entre deux transistors est un court délai introduit volontairement entre la commutation de deux transistors complémentaires, par exemple, ceux du haut et du bas d'une même branche d'un pont en H comme c'est le cas pour le convertisseur 1p-DAB. Ce délai est utilisé pour prévenir l'apparition d'un court-circuit entre les deux transistors d'une même branche. Cela limite toutefois la plage d'opération du convertisseur et rend difficile le maintien de la commutation de type ZVS à faible charge. Des stratégies de commande alternatives ont été développées dans la littérature pour atténuer cet effet. Dans notre cas, le design de référence utilisé propose un temps mort de 300 ns pour les transistors de type SiC utilisés, ce que nous avons conservé [39]. Les essais en laboratoire ont confirmé que ce temps mort est acceptable pour l'application de l'émulateur.

Modèle dynamique

L'intégration des convertisseurs électroniques de puissance amène de nombreux défis en matière de contrôle et de stabilité des réseaux électriques dans lesquels ils sont intégrés [124] – [126]. L'analyse dite « petit signal » et l'analyse dite « grand signal » sont des étapes nécessaires pour une intégration réussie des systèmes à base d'électronique de puissance [127]. Ces analyses nécessitent toutefois le développement de modèles précis pouvant être implantés dans des logiciels informatiques modernes.

La modélisation petit signal dans le domaine fréquentiel des convertisseurs est importante pour la conception des contrôleurs et des filtres, ainsi que pour l'évaluation de la stabilité et des performances dynamiques générales [128] – [130]. Dans le cas de l'émulateur, la modélisation petit signal est nécessaire pour calculer les paramètres du contrôleur de type PI de la boucle interne sur la tension de sortie du convertisseur. L'intégration de l'électronique de puissance requiert aussi des analyses dans le domaine temporel pour évaluer le comportement transitoire général sous différents scénarios [127], [130]. Puisque le comportement d'un convertisseur dépend à la fois de sa topologie et de son contrôleur, la simulation en boucle fermée dans le domaine temporel est aussi nécessaire (analyse grand signal) [131]. L'ANNEXE C présente le développement des modèles petit signal et grand signal du convertisseur 1p-DAB. Ces développements sont complémentaires à ceux présentés dans l'article au CHAPITRE 2 (seuls les résultats finaux ont été fournis dans l'article en raison des limitations d'espace).

Stratégie de commande

La stratégie de commande pour le convertisseur de type 1p-DAB est la méthode permettant d'ajuster la commande des *angles de déphasage* entre les signaux de modulation appliqués aux transistors des deux ponts. Celle-ci vise à réguler le transfert de puissance tout en maximisant les conditions de commutation de type ZVS, en réduisant les pertes, en réduisant le courant efficace ou maximal dans les transistors (réduction du stress), et en améliorant la performance dynamique du convertisseur, lorsque possible.

La commande de type *single phase shift* (SPS) est la plus répandue. Elle consiste à appliquer un déphasage unique entre les deux ponts. Même si elle est simple à implémenter,

elle reste limitée dans sa plage d'opération, notamment en cas de variation importante des tensions d'entrée ou de sortie de même que de la charge [36], [39], [132], [133]. L'approche *dual phase shift* (DPS) applique quant à elle un déphasage à la fois au pont primaire et au pont secondaire. Cette méthode accroît la capacité du convertisseur à transférer efficacement la puissance sur une plus grande plage, tout en maintenant la commutation de type ZVS dans les deux ponts [121], [134]. La méthode *extended phase shift* (EPS) introduit des déphasages indépendants pour chaque branche d'un pont, permettant un meilleur contrôle du courant circulant dans l'inductance et donc une amélioration de l'efficacité, notamment dans les zones de fonctionnement à faible charge [121], [135], [136]. La modulation *triple phase shift* (TPS) étend la modulation DPS en introduisant un troisième déphasage. Cette extension permet une modulation plus fine du courant circulant dans l'inductance de fuite du transformateur, offrant ainsi un contrôle plus précis du flux d'énergie entre les deux ports du convertisseur. Elle offre des performances dynamiques et énergétiques supérieures dans des conditions de charge variables, mais elle est toutefois plus complexe à mettre en œuvre [121], [137].

Dans ce mémoire, la stratégie de commande de type SPS a été utilisée pour l'émulateur en raison de sa simplicité. Pour surmonter certaines limitations de la commande de type SPS, la procédure de conception présentée dans l'article au CHAPITRE 2 montre que les points de fonctionnement à haute puissance ont été positionnés par conception dans la région où les deux ponts sont en commutation de type ZVS, afin de minimiser les pertes (chaleur) dans l'environnement de laboratoire.

Conception matérielle du 1p-DAB

Paramètres clés

Les principaux paramètres influençant la performance d'un convertisseur de type 1p-DAB sont : la fréquence de commutation, le rapport de transformation du transformateur, l'inductance de fuite du transformateur, et les niveaux de tension et de courant à chacun des ports. Ces paramètres exercent une influence importante sur l'efficacité, la plage de puissance et les contraintes thermiques du convertisseur [35], [39], [121], [122], [123].

Composants magnétiques

La conception et la fabrication du transformateur et de l'inductance sont critiques. Il est pratique courante d'intégrer l'inductance dans le transformateur en contrôlant son flux de fuite. La conception d'un transformateur avec inductance intégrée doit équilibrer la réduction des pertes (par hystérésis, Foucault) avec des objectifs de compacité. L'utilisation d'un transformateur planaire avec l'inductance de fuite contrôlée par conception offre une meilleure densité de puissance et une efficacité accrue. L'utilisation de la technologie « planaire » permet aussi de contrôler plus facilement l'inductance de fuite grâce à sa géométrie plus précise. Ce type de transformateur est en contrepartie plus cher et plus difficile à concevoir. L'utilisation de matériaux magnétiques avancés, comme les ferrites nanocristallines, est fréquente pour réduire la taille et améliorer le rendement. L'utilisation d'une fréquence de commutation élevée permet aussi de réduire sa taille et d'améliorer son rendement [39], [121]. L'ANNEXE D présente la fiche technique du transformateur. Ce transformateur a été fabriqué sur mesure par le manufacturier *Payton Planar* pour l'émulateur.

Interrupteurs à semi-conducteurs de puissance

Le choix des semi-conducteurs impacte fortement la performance du convertisseur de type 1p-DAB. Dans les semi-conducteurs, la *bande interdite* est l'énergie nécessaire pour exciter un électron de la bande de valence vers la bande de conduction. Les matériaux à large bande (WBG) ont une bande interdite plus large que celle des semi-conducteurs traditionnels, comme le silicium (Si) [39], [121]. Les composants à large bande comme le GaN et le SiC permettent une commutation à plus haute fréquence (jusqu'à plusieurs centaines de kHz ou de l'ordre du MHz), des tensions de blocage plus élevées, une température de fonctionnement plus élevée et une réduction des pertes en conduction et en commutation. Globalement, ces caractéristiques permettent de fabriquer des convertisseurs plus compacts et plus efficaces. Dans notre application, des transistors MOSFET de type SiC ont été sélectionnés pour ces raisons.

Structure matérielle

Une conception de circuits imprimés (PCB) modulaires pour un convertisseur de type 1p-DAB offre plusieurs avantages significatifs, notamment en termes de flexibilité, de maintenance et d'amélioration continue.

Cette approche permet de diviser le système en modules fonctionnels distincts, tels que les sections de puissance, de commande et de filtrage. Chaque module peut être conçu, testé et amélioré indépendamment, facilitant ainsi le processus de développement et permettant une adaptation plus rapide aux exigences spécifiques de l'application. De plus, en cas de défaillance d'un module, il peut être remplacé sans perturber l'ensemble du système, ce qui réduit les temps d'arrêt et améliore la fiabilité globale.

Il est possible d'ajouter ou de modifier des modules pour répondre à de nouvelles exigences de performance ou pour intégrer de nouvelles technologies, sans nécessiter une refonte complète du système. Cela est particulièrement pertinent dans des applications telles qu'un banc d'essai, où les conditions et les besoins peuvent évoluer rapidement.

L'optimisation thermique reste une contrainte majeure du convertisseur pour les puissances élevées. Des structures intégrées avec refroidissement passif/actif, majoritairement à air, permettent une gestion de l'échauffement. Dans notre cas, un système de refroidissement actif surdimensionné à l'air fut mis en place pour l'ensemble du circuit. Des dissipateurs de chaleur et une conception prenant en compte la gestion thermique ont été efficaces, comme montrent les résultats thermiques des tests à pleine puissance à l'ANNEXE A.

CHAPITRE 2

ÉMULATEUR FLEXIBLE DE SYSTÈME PHOTOVOLTAÏQUE SOLAIRE BASÉ SUR UN CONVERTISSEUR À DEUX PONTS ACTIFS POUR UN MICRORÉSEAU ÉLECTRIQUE D'ESSAI DE NAVIRE.

Résumé en français de l'article [36]

L'intégration de sources d'énergie renouvelable, comme l'éolien et le solaire photovoltaïque (PV), dans les navires contribue à relever les défis environnementaux et économiques de l'industrie maritime. Un émulateur PV solaire moderne est un convertisseur d'électronique de puissance spécialisé qui reproduit la caractéristique courant-tension d'un système photovoltaïque dans des conditions de fonctionnement variables comme la température, l'irradiance et le suivi du point de puissance maximale (*Maximum Power Point Tracking*, MPPT) de l'onduleur. Cela permet de tester de manière flexible des stratégies de gestion de l'énergie sans recourir à une infrastructure physique de production solaire coûteuse et encombrante. Cet article propose une méthodologie de conception permettant d'utiliser la topologie de convertisseur à deux ponts actifs monophasés (*single-phase dual active bridge*, 1p-DAB) comme composant central d'un émulateur PV solaire flexible destiné à un microréseau d'essai à échelle réduite pour navires. La procédure de conception est validée par des simulations temporelles et des essais expérimentaux sur un prototype grandeur réelle de 8 kW, 400 V à 400 V.

En tant que premier auteur, j'ai contribué à toutes les étapes du projet, soit la définition du problème, le développement et la validation des modèles analytiques, la conception et la fabrication du convertisseur 1p-DAB, la programmation du contrôleur et la réalisation des essais de validation et de performance en laboratoire. Olivier Couillard (2^e auteur) a contribué à l'implantation du modèle de modules solaires et à la validation du modèle avec les données de la base de données *System Advisor Model* (SAM) du *National Renewable Energy Laboratory* (NREL). Vincent St-Pierre (3^e auteur) a développé, implanté et validé le modèle de simulation moyenné du convertisseur 1p-DAB dans le logiciel MATLAB® Simulink. Maxime Berger (4^e auteur, directeur de recherche) a aidé à la recherche sur l'état de la question, au développement de la méthodologie de conception ainsi qu'à la préparation et la révision de l'article. Sébastien Duquette (5^e auteur) a contribué à définir les besoins pour le banc d'essai

d’Innovation maritime ce qui a permis de définir les contraintes et les spécifications reliées à l’environnement d’utilisation de l’émulateur. Finalement, Mohammed Bahoura (6^e auteur, codirecteur de recherche) a apporté son soutien et ses conseils dans le processus de recherche.

L’article a été soumis le 31 juillet 2024 à la conférence *OCEANS 2024 – Halifax*, présenté le 23 septembre 2024 dans le cadre de cette conférence et publié plus tard dans *IEEE Xplore* le 25 novembre 2024. La référence complète est donnée ci-dessous :

V. Beaulieu-Gagnon, O. Couillard, V. St-Pierre, M. Berger, S. Duquette et M. Bahoura, « Dual Active Bridge Converter-Enabled Flexible Solar Photovoltaic System Emulator for a Ship-Testing Electrical Microgrid, » *OCEANS 2024 - Halifax*, Halifax, NS, Canada, 2024, pp. 1–10, doi: 10.1109/OCEANS55160.2024.10754413.

Dual active bridge converter-enabled flexible solar photovoltaic system emulator for a ship-testing electrical microgrid

1st Vincent Beaulieu-Gagnon
*Department of mathematics,
informatics, and engineering*
Université du Québec à Rimouski
Rimouski, Québec, Canada
vincent.beaulieu-gagnon@uqar.ca

2nd Olivier Couillard
*Department of mathematics,
informatics, and engineering*
Université du Québec à Rimouski
Rimouski, Québec, Canada
olivier.couillard@uqar.ca

3rd Vincent St-Pierre
*Department of mathematics,
informatics, and engineering*
Université du Québec à Rimouski
Rimouski, Québec, Canada
vincent.st-pierre@uqar.ca

4th Maxime Berger
*Department of mathematics,
informatics, and engineering*
Université du Québec à Rimouski
Rimouski, Québec, Canada
maxime_berger@uqar.ca

5th Sébastien Duquette
*Department of Energy and
Environment*
Innovation Maritime
Rimouski, Québec, Canada
sduquette@imar.ca

6th Mohammed Bahoura
*Department of mathematics,
informatics, and engineering*
Université du Québec à Rimouski
Rimouski, Québec, Canada
mohammed_bahoura@uqar.ca

Abstract—Integrating renewable energy resources, such as wind and solar photovoltaic (PV), into ships contributes to addressing the maritime industry’s environmental and economic challenges. A modern solar PV emulator is a specialized power electronics converter that replicates a PV system’s current-voltage characteristic under varying operating conditions such as temperature, irradiance and inverter’s maximum power point tracking (MPPT). This enables flexible testing of energy management strategies without the need for an expensive and cumbersome physical solar generation infrastructure. This paper provides a design methodology that enables the single-phase dual active bridge (1p-DAB) converter topology to be the core component of a flexible solar PV emulator for a small-scale ship-testing microgrid. The design procedure is validated with time-domain simulations and experimental tests on an 8 kW, 400 V to 400 V full-scale prototype.

Keywords— *Solar PV energy, PV emulator, ship, microgrid, power electronics, dual active bridge converter*

I. INTRODUCTION

Integrating renewable energy resources such as wind and solar photovoltaic (PV) into ships has emerged to contribute to addressing maritime's industry environmental and economic challenges [1]. During design, laboratory testing ensures reliable, safe, and efficient integration. A solar PV emulator is a specialized power electronics converter designed and controlled to replicate a PV system's (e.g., a PV module or a PV station) current-voltage characteristic, permitting the testing of energy management strategies without the need for an expensive and cumbersome physical solar generation infrastructure [2] – [7]. A DC-DC power electronics converter is typically at the emulator's core.

Replicating the current-voltage characteristic of a PV system for time-varying irradiance and temperature conditions with a DC-DC converter requires accurate mathematical models and closed-loop control algorithms. Since the PV system emulator must interact with rapidly changing systems, such as inverters with maximum power point tracking (MPPT) control, it also requires a fast closed-loop response to ensure realistic dynamic testing [8]. Moreover, it must maintain stable and low ripple voltage and current outputs to avoid unwanted interactions with the MPPT inverter [9]. The PV system emulator should also be designed and controlled to provide performance that meets the application's specific needs under highly varying loading conditions. High efficiency and galvanic isolation are also desired to limit temperature elevation in the laboratory environment (e.g., electrical panel) and for safety purpose, respectively. The single-phase dual active bridge (1p-DAB) converter topology shows a high potential for this application because it provides galvanic isolation, in addition to providing high efficiency owing to its zero-voltage switching (ZVS) soft-switching capabilities [10] – [12].

This paper contributes to providing a design methodology enabling the use of the 1p-DAB converter topology as the core component of a flexible solar PV emulator for a small-scale ship-testing microgrid (Fig. 1). The emulator consists of a closed-loop 1p-DAB converter with its input port connected to the laboratory DC voltage source, and its output port connected to the ship-testing microgrid through a three-phase inverter with MPPT control (Fig. 2). The outer control loop is composed of a PV model generating an output voltage reference v_{PV}^{ref} calculated

to mimic the PV system's behavior under time-varying temperature T and irradiance G . The output current i_{PV} feedback permits the PV model to adapt the voltage reference v_{PV}^{ref} following the PV system's $i_{PV} - v_{PV}$ characteristic. The inner loop comprises a high-bandwidth PI-controller calculating the phase-shift control signal ϕ of the 1p-DAB converter to ensure that its output voltage v_{PV} dynamically follows the voltage reference v_{PV}^{ref} .

The paper is organized as follows. Section II presents the PV model equations for the outer loop control and their validation. In Section III, the steady-state model of the 1p-DAB converter is described, and the integration of the main design constraints related to performing the PV emulation function in the context of the ship-testing microgrid is presented. A small-signal model of the converter is also derived to ensure that its inner loop dynamic response meets the requirements of the PV emulation function in the ship-testing microgrid application. Section IV presents results from time-domain simulations in MATLAB® Simulink and laboratory tests performed on an 8 kW, 400 V to 400 V full-scale prototype.

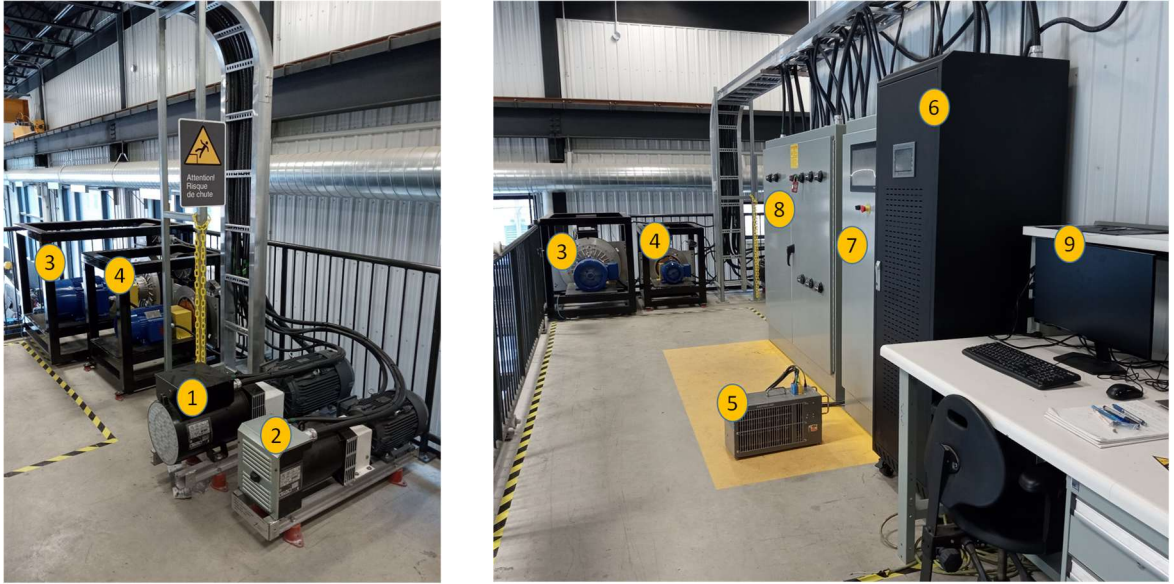


Fig. 1. Innovation Maritime's 3-phase 208 V ship-testing microgrid. (1) 19 kW induction generator, (2) 8 kW induction generator, (3) 7.5 kW induction motor with brake system, (4) 2.2 kW induction motor with brake system, (5) 30 kW resistive load bank, (6) 20 kWh battery bank, (7) Control panel with a human-machine interface, (8) Electrical power panel in which the solar PV emulator and MPPT inverter are integrated, (9) Computer for controlling the microgrid, including the PV emulator, and for data acquisition.

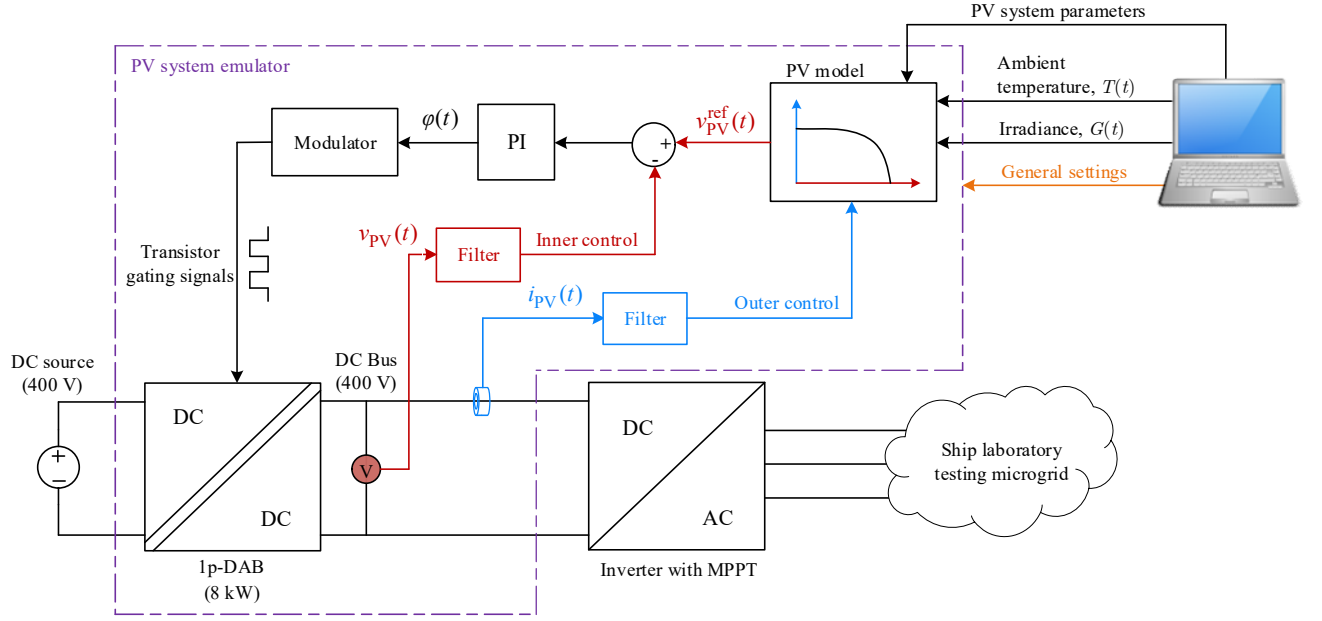


Fig. 2. Simplified representation of the proposed solar PV emulator for a ship-testing microgrid.

II. SOLAR PV MODEL EQUATIONS

A. Model of a PV module

The solar PV module model is formulated in time-domain since the emulator must continuously adjust its output voltage v_{PV} in response to changes in the load current i_{PV} due to the inverter MPPT, and changes in ambient temperature T and irradiance G . It permits time-domain modeling, simulation and emulation of a solar PV module based on the data provided in the manufacturer's datasheet [13] – [16]. The input parameters required from the PV module datasheet are summarized in Table I. The equivalent circuit of the PV model is shown in Fig. 3. The current source i_s is calculated as follows:

$$i_s(t) = i_{ph}(t) - i_{diode}(t) \quad (1)$$

The photocurrent i_{ph} is calculated using the following equation,

$$i_{ph}(t) = \frac{G(t)}{G_{ref}} \left[I_{ph0} + K_{iT} (T_{PV}(t) - T_{ref}) \right] \quad (2)$$

with the PV module temperature T_{PV} being approximated to consider the impact of both the ambient temperature T and the irradiance G on the actual cell temperature with [17],

$$T_{PV}(t) = T(t) + \left[\frac{(\text{NOCT} - 20)}{800} \right] \cdot G(t) \quad (3)$$

where NOCT is the nominal operating cell temperature of the PV module. In this paper, to simplify, NOCT is set to 20 °C, such that $T_{PV} = T$. Also, T_{ref} is the reference temperature and G_{ref} is the reference irradiance, which are typically 25 °C and 1000 W/m², respectively, as per standard test conditions (STC).

The diode current i_{diode} is calculated with,

$$i_{\text{diode}}(t) = I_0(t) \cdot e^{\left(\frac{v_{PV}(t) + R_s i_{PV}(t)}{n_s a v_{th}(t)} \right)} - I_0(t) \quad (4)$$

where the reverse saturation current I_0 is a time-dependent parameter given by,

$$I_0(t) = \frac{I_{sc} + K_{iT}(T_{PV}(t) - T_{\text{ref}})}{e^{\left(\frac{V_{oc} + K_{VT}(T_{PV}(t) - T_{\text{ref}})}{n_s a v_{th}(t)} \right)} - 1} \quad (5)$$

and the threshold voltage v_{th} , which is also a time-dependent parameter, is calculated with,

$$v_{th}(t) = \frac{k \cdot (T_{PV}(t) + 273.15)}{q} \quad (6)$$

where $k = 1.380649 \cdot 10^{-23}$ J/K is Boltzmann's constant, and $q = 1.602 \cdot 10^{-19}$ C is the charge of an electron.

TABLE I
PARAMETERS REQUIRED FROM THE PV MODULE DATASHEET

Parameters	Symbol	Unit
Voltage at MPP	V_{MPP}	V
Current at MPP	I_{MPP}	A
Open-circuit voltage	V_{oc}	V
Short-circuit current	I_{sc}	A
Temperature coefficient of short-circuit current	K_{iT}	(A/°C)
Temperature coefficient of open-circuit voltage	K_{VT}	(V/°C)
Number of cells in series in the PV module	n_s	cells
Diode ideality factor	a	—

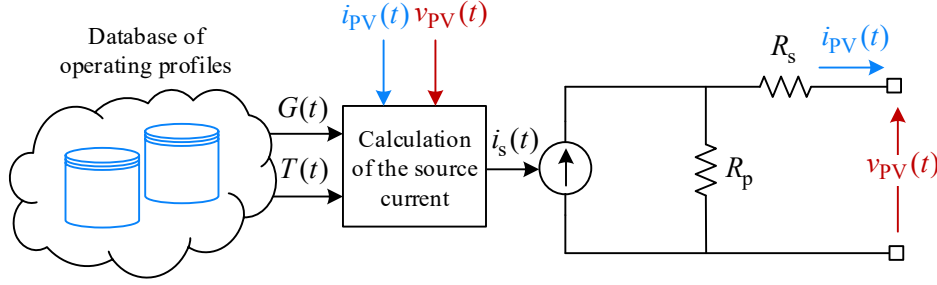


Fig. 3. Equivalent time-domain model of a PV module.

B. Parameters calculation under STC

The parameters I_{ph0} , R_s and R_p are the photocurrent, series resistance, and parallel resistance, respectively, and are all calculated under STC. These parameters are not provided in the manufacturer datasheet. The procedure presented in [13] is used to calculate these three (3) parameters.

To calculate R_s , the following equation must be solved:

$$f(R_s) = f_1 + f_2 = 0 \quad (7)$$

where,

$$f_1 = \frac{V_{MPP}(I_{sc} + I_{0stc} - 2I_{MPP}) - I_0 I_{MPP} R_s}{V_{MPP} - R_s I_{MPP}} \quad (8)$$

$$f_2 = I_{0stc} \left[\frac{R_s(I_{MPP} - I_{sc}) + V_{MPP} - n_s a V_{th0}}{n_s a V_{th0}} \right] e^{\left(\frac{V_{MPP} + R_s I_{MPP}}{n_s a V_{th0}} \right)} \quad (9)$$

with I_{0stc} and V_{th0} calculated with (5) and (6), respectively, for $T_{PV} = T_{ref}$.

The Newton method is used to solve (7), with R_s being the only unknown. Because this function crosses zero several times, it is solved on the interval $[0, R_s^{max}]$ with,

$$R_s^{max} = \frac{V_{oc} - V_{MPP}}{I_{MPP}} - \frac{n_s a V_{th0}}{I_{0stc}} e^{\left(\frac{-V_{oc}}{n_s a V_{th0}} \right)} \quad (10)$$

The derivative of $f(R_s)$ with respect to R_s is also needed:

$$f'(R_s) = f'_1 + f'_2 \quad (11)$$

$$f_1' = \frac{I_{\text{MPP}} V_{\text{MPP}} (I_{\text{sc}} - 2I_{\text{MPP}})}{(V_{\text{MPP}} - R_s I_{\text{MPP}})^2} \quad (12)$$

$$f_2' = \left[\frac{-a I_{\text{sc}} n_s V_{\text{th0}} + R_s I_{\text{MPP}} (I_{\text{MPP}} - I_{\text{sc}}) + I_{\text{MPP}} V_{\text{MPP}}}{(n_s a V_{\text{th0}})^2} \right] \cdot I_{0\text{stc}} e^{\left(\frac{V_{\text{MPP}} + R_s I_{\text{MPP}}}{n_s a V_{\text{th0}}} \right)} \quad (13)$$

By initializing $R_s[j=0] = R_s^{\text{max}}$, the iterative procedure consists of solving (14) at each iteration j until the convergence criterion (15) is met,

$$R_s[j+1] = R_s[j] - \frac{f(R_s[j])}{f'(R_s[j])} \quad (14)$$

$$R_s[j] - R_s[j+1] < \varepsilon \quad (15)$$

where ε is the convergence tolerance. Once R_s is calculated, R_p and I_{ph0} are calculated using (16) and (17), respectively.

$$R_p = \frac{1}{\frac{I_{\text{MPP}}}{V_{\text{MPP}} - R_s I_{\text{MPP}}} - \frac{I_{0\text{stc}}}{n_s a V_{\text{th0}}} e^{\left(\frac{V_{\text{MPP}} + R_s I_{\text{MPP}}}{n_s a V_{\text{th0}}} \right)}} \quad (16)$$

$$I_{\text{ph0}} = I_{\text{sc}} \left[\frac{V_{\text{MPP}}}{V_{\text{MPP}} - R_s I_{\text{MPP}}} - \frac{I_{0\text{stc}} R_s}{n_s a V_{\text{th0}}} e^{\left(\frac{V_{\text{MPP}} + R_s I_{\text{MPP}}}{n_s a V_{\text{th0}}} \right)} \right] \quad (17)$$

C. Model validation for a commercial PV module

For validation, input parameters are first obtained from the National Renewable Energy Laboratory (NREL) System Advisor Model (SAM) database [18]. In this paper, the solar module selected is an Ablytek 6MN6A290 with a specified MPP of 290 W. The input parameters from the datasheet are the following: $V_{\text{MPP}} = 31.8$ V, $I_{\text{MPP}} = 9.1$ A, $V_{\text{oc}} = 40$ V, $I_{\text{sc}} = 9.7$ A, $K_{\text{IT}} = 0.005$ A/ $^{\circ}\text{C}$, $K_{\text{VT}} = -0.125$ V/ $^{\circ}\text{C}$ and $n_s = 60$ cells. Knowing that the solar panel is a Mono-Si technology, the diode ideality factor a is set to 1.026. Applying (7)–(17), the following parameter values are calculated: $I_{\text{ph0}} = 9.71$ A, $R_s = 0.387$ Ω and $R_p = 329.7$ Ω .

To validate the model against current-voltage ($i_{PV} - v_{PV}$) and power-voltage ($p_{PV} - v_{PV}$) curves provided in the SAM database for various irradiances G , Kirchoff's current law is first applied in the circuit of Fig. 3. The resulting equation, which relates v_{PV} and i_{PV} , is given by (18), with i_{ph} calculated with (2) and i_{diode} calculated with (4).

$$i_{PV}(t) = i_{ph}(t) - i_{diode}(t) - \frac{v_{PV}(t) + R_s i_{PV}(t)}{R_p} \quad (18)$$

Equation (18) permits plotting the $i_{PV} - v_{PV}$ relationship. The $p_{PV} - v_{PV}$ relationship is deduced knowing that $p_{PV} = v_{PV} i_{PV}$. Fixing time t and setting the ambient temperature to $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$, the steady-state $I_{PV} - V_{PV}$ and $P_{PV} - V_{PV}$ curves are obtained and compared with the characteristics obtained from the SAM database for different irradiances G [18] (Fig. 4).

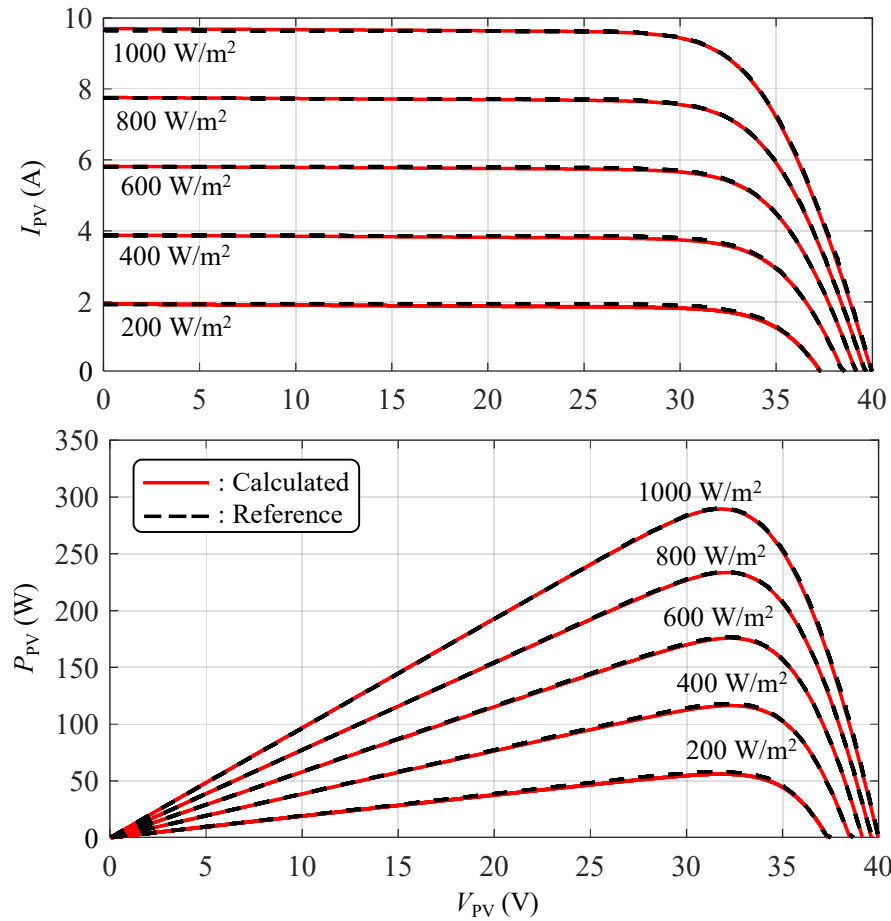


Fig. 4. Validation of the solar PV model equations (calculated) with the NREL SAM database (reference) for the Ablytek 6MN6A29 module. This model-to-model validation confirms that the equations are correctly implemented, and the parameters are correctly calculated.

D. Model of a PV station

A ship's onboard PV station rarely comprises a single PV module; PV modules are connected in series to increase the output voltage and in parallel to increase the output current, ultimately increasing the output power of the PV station. The PV station model is obtained from the PV module model by scaling the values of the constant parameters R_s and R_p using (19), the value of the time-dependent parameter I_0 with (20), and the values of the time-dependent electrical variables, i_{ph} and i_{diode} with (20) and (21), respectively.

$$R_s^{\text{tot}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s ; R_p^{\text{tot}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_p \quad (19)$$

$$I_0^{\text{tot}}(t) = N_p I_0(t) \quad (20)$$

$$i_{ph}^{\text{tot}}(t) = N_p i_{ph}(t) \quad (21)$$

$$i_{diode}^{\text{tot}}(t) = I_0^{\text{tot}}(t) e^{\left(\frac{v_{PV}(t) + R_s^{\text{tot}} i_{PV}(t)}{n_s N_s a v_{th}(t)} \right)} - I_0^{\text{tot}}(t) \quad (22)$$

The superscript “tot” refers to PV station-level factors, and N_s and N_p are the number of modules connected in series and parallel, respectively. The superscript “tot” is not added to the variables i_{PV} and v_{PV} to ensure that the nomenclature for the 1p-DAB converter output variables is independent of the modeling system level (i.e., either a module or a station).

For a PV station, (18) then becomes:

$$i_{PV}(t) = i_{ph}^{\text{tot}}(t) - i_{diode}^{\text{tot}}(t) - \frac{v_{PV}(t) + R_s^{\text{tot}} i_{PV}(t)}{R_p^{\text{tot}}} \quad (23)$$

III. CONVERTER DESIGN METHODOLOGY

A. Operating principle of the dual active bridge converter

The 1p-DAB converter processes power to perform the emulation function. The 1p-DAB topology is shown in Fig. 5. The transformer voltage ratio N is selected to match the nominal voltage levels between the input and output ports to increase the ZVS range. The phase-shift φ between the gating signals applied to the two bridges is the variable used in the inner loop of

the solar PV emulator to regulate the output voltage v_{PV} (Fig. 6). Since the objective of the PV emulator is to act as a power source, the power is always positive, thus flowing from the input bridge to the output bridge, such that $\varphi \geq 0$.

The converter is operated using single-phase-shift (SPS) control with a fixed switching frequency $\omega_s = 2\pi f_s$, and a 50 % duty cycle, as shown in Fig. 7 (a). For the mathematical development, the control signals applied to the two transistors of the same branch are also assumed complementary (no dead time), as shown in Fig. 7 (b). Fig. 7 (c) shows the idealized waveforms of the current i_L flowing through the inductor L_s and the voltages v_p and v'_s at each of its ports. These waveforms are used to derive mathematical equations describing the 1p-DAB behavior. In the 1p-DAB model, the MPPT inverter is also modeled as a load resistance R (Fig. 6).

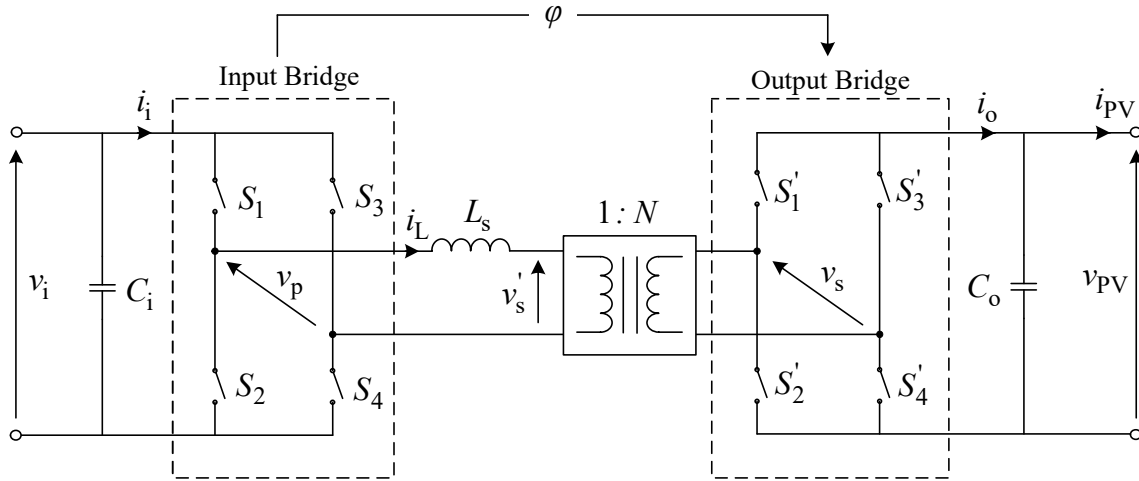


Fig. 5. Simplified representation of the 1p-DAB converter topology.

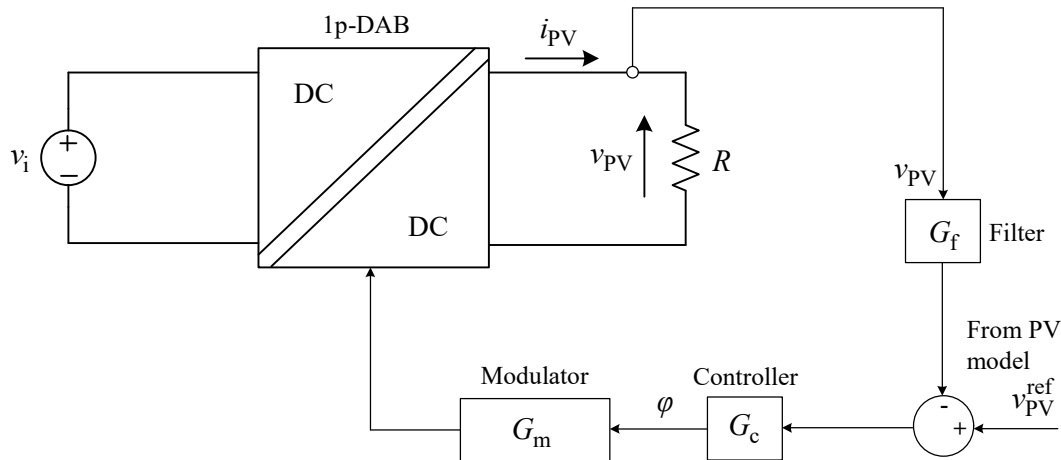


Fig. 6. Inner control loop of the 1p-DAB converter for PV emulation function.

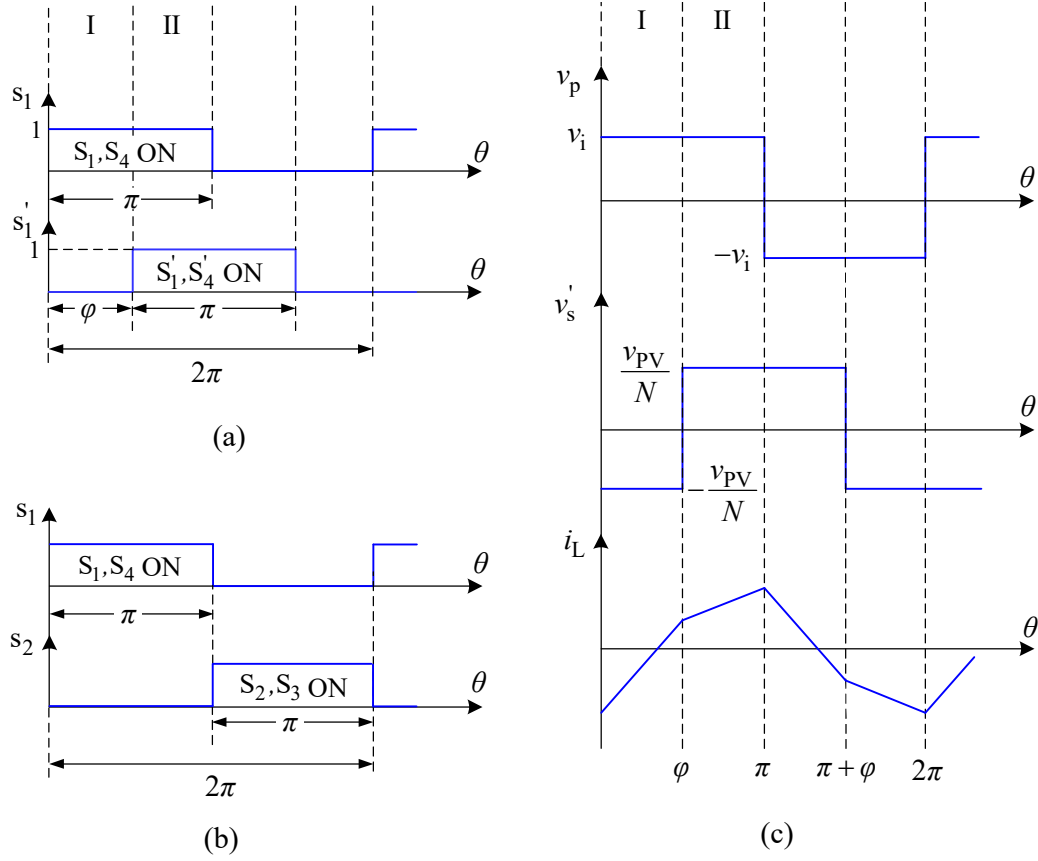


Fig. 7. Modulation technique and internal waveforms of the 1p-DAB converter. (a) Switching functions for SPS control. (b) Switching functions neglecting dead time. (c) Transformer voltage and current waveforms.

B. Specifications of the PV emulator for the ship-testing microgrid

The emulator is designed considering the main constraints of the ship-testing microgrid application. These constraints are summarized in Table II. Based on these constraints, the voltage ratio of the transformer N , and the maximum number of modules in series N_s and parallel N_p for a given solar PV module are calculated.

The transformer ratio N is first calculated as follows:

$$N = \frac{V_{PV}^{nom}}{V_i^{nom}} \quad (24)$$

which, in this case, leads to $N = 1$. The maximum number of modules in parallel N_p is first calculated using (25) to ensure that the 1p-DAB output current does not exceed its nominal value $I_{PV}^{nom} = P_{PV}^{nom} / V_{PV}^{nom} = 20$ A under short-circuit conditions.

$$N_p \leq \text{floor} \left(\frac{I_{PV}^{\text{nom}}}{I_{sc}^{T_{\max}, G_{\max}}} \right) \quad (25)$$

where $I_{sc}^{T_{\max}, G_{\max}}$ is the maximum short-circuit current of the single PV module obtained when $T_{PV} = T_{\max}$ and $G = G_{\max}$. In this case, the calculated value is $I_{sc}^{T_{\max}, G_{\max}} = 9.825$ A, such that $N_p = 2$.

Then, to ensure that the 1p-DAB converter output power does not exceed its nominal value, it is proposed to calculate the maximum number of modules in series N_s with:

$$N_s \leq \text{floor} \left(\frac{P_{PV}^{\text{nom}}}{N_p \cdot P_{MPP}^{T_{\min}, G_{\max}}} \right) \quad (26)$$

where $P_{MPP}^{T_{\min}, G_{\max}}$ is the maximum output power of the PV module obtained at MPP, $T_{\min}$ and $G_{\max}$. In this case, the calculated value is $P_{MPP}^{T_{\min}, G_{\max}} = 361.72$ W, such that $N_s = 11$.

The maximum expected output voltage is $N_s V_{oc}^{T_{\min}, G_{\max}}$. In this case, $V_{oc}^{T_{\min}, G_{\max}} = 48.11$ V, leading to a maximum output voltage of 529.2 V, which is, as desired, below the maximum working voltage of the inverter $V_{PV}^{\max}$.

To reduce the number of unknowns in the design process, it is also common practice to set the switching frequency f_s based on hardware constraints. It has been set to $f_s = 100$ kHz for the hardware prototype. Knowing the values of N_s and N_p , the output operating regions of the solar PV emulator on the $P_{PV} - V_{PV}$ and $I_{PV} - V_{PV}$ diagrams for the maximum output power condition ($G = 1000$ W/m²) are provided in Fig. 8 and Fig. 9, respectively.

TABLE II
PV EMULATOR CONSTRAINTS FROM THE SHIP-TESTING MICROGRID

Parameter	Value
<i>Constraints from the DC source (Magna-Power SL400-25/208)</i>	
Nominal input voltage V_i^{nom}	400 V
Input voltage tolerance	< 0.01 %*
<i>Constraints from the MPPT inverter (Fronius Symo 12.0)</i>	
Working voltage range $[V_{\text{PV}}^{\text{min}}, V_{\text{PV}}^{\text{max}}]$	[200, 600] V
Usable MPPT voltage range $[V_{\text{MPP}}^{\text{min}}, V_{\text{MPP}}^{\text{max}}]$	[300, 500] V
Nominal input voltage $V_{\text{PV}}^{\text{nom}}$	400 V
<i>Other constraints</i>	
Converter nominal output power $P_{\text{PV}}^{\text{nom}}$	8 kW
Converter efficiency at MPP (desired)	> 95 %
Settling time (following a load step)	< 10 ms
PV temperature range $[T_{\text{min}}, T_{\text{max}}]$	[-40, 50] °C
PV irradiance range $[G_{\text{min}}, G_{\text{max}}]$	[0, 1000] W/m ²

*Neglected due to the very small impact on 1p-DAB design and operation.

C. Steady-state characterization

Calculating the remaining converter's parameter, such as L_s and C_o requires the steady-state model equations of the DAB converter. The value of C_o is 470 μF based on [19]. While the proper selection of C_o is important to limit the output ripple voltage and currents, this section is limited to the analysis of L_s because it is central to defining its steady-state operating regions. The steady-state analysis of the 1p-DAB converter is performed using the piecewise linear approach [10] (not shown). The mathematical developments neglect losses, the transistor's parasitic capacitors, and the transformer's magnetization inductance. Due to the symmetry between the positive and negative parts of the waveform i_L , the study of the operation of the converter is limited to two intervals (I and II) over a half-period π as shown

in Fig. 7 (c). The calculation of L_s is also limited to the MPPT inverter working voltage range.

The power transfer relationship is first given by:

$$P_{PV}(\varphi) = \frac{V_i^2}{2\pi f_s L_s} d\varphi \left[1 - \frac{\varphi}{\pi} \right] \quad (27)$$

with $d = \frac{V_{PV}}{NV_i}$.

The input bridge is also in ZVS operation when,

$$d < \frac{\pi}{\pi - 2\varphi} \quad (28)$$

and the output bridge is in ZVS operation when,

$$d > 1 - \frac{2\varphi}{\pi} \quad (29)$$

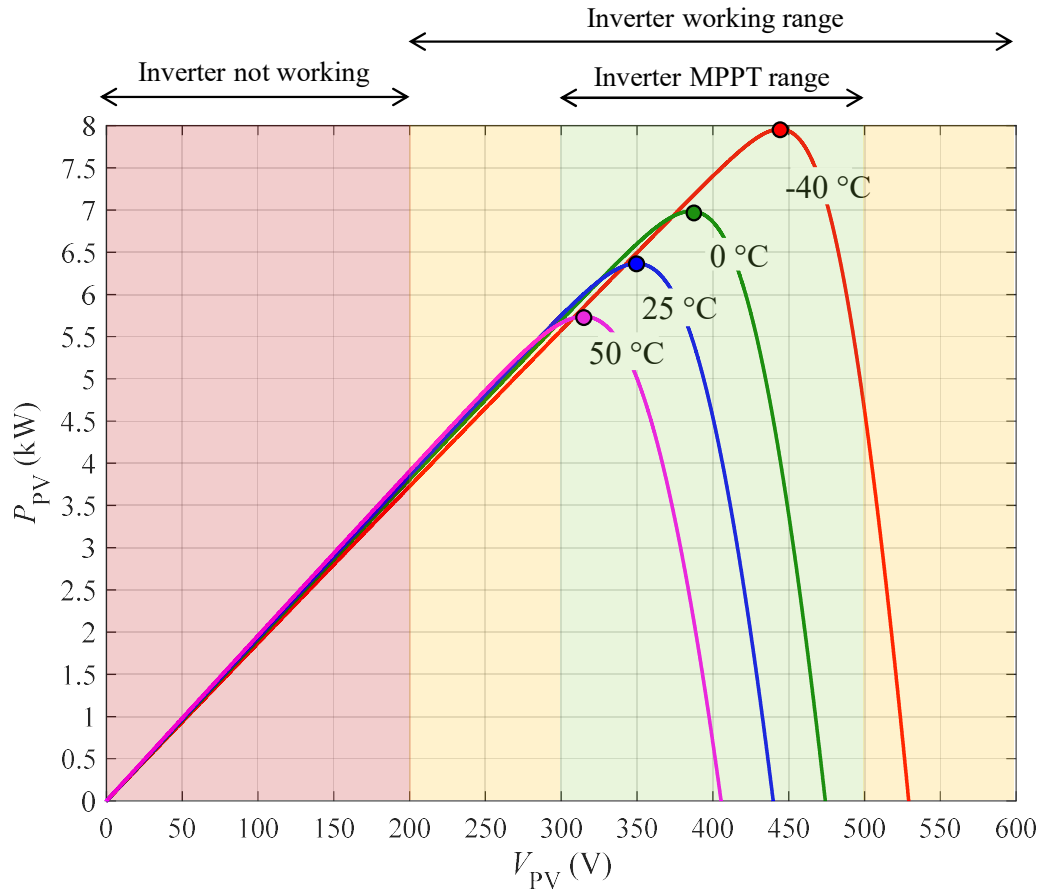


Fig. 8. Output operating regions of the solar PV emulator showed on the P_{PV} – V_{PV} diagram for $G = 1000 \text{ W/m}^2$. The MPPs are identified with dots.

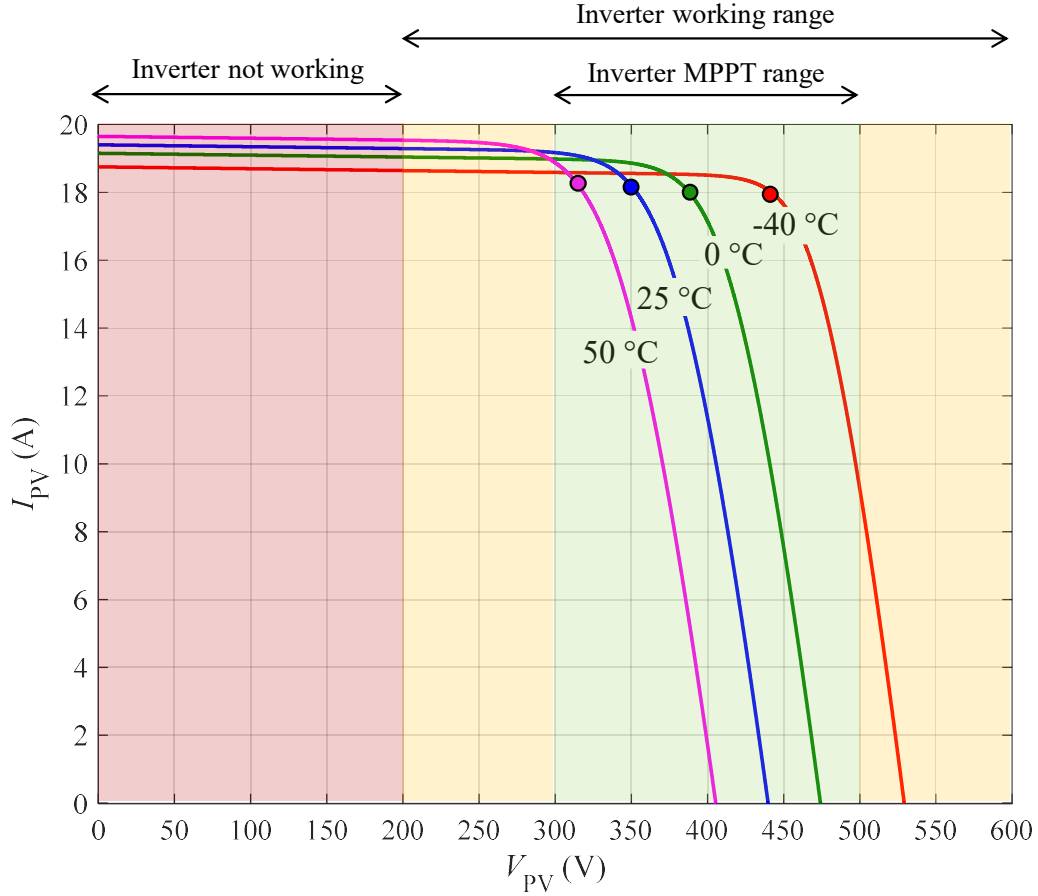


Fig. 9. Output operating regions of the solar PV emulator showed on the I_{PV} – V_{PV} diagram for $G = 1000 \text{ W/m}^2$. The MPPs are identified with dots.

Equations (27) – (29) permits selecting and tuning the value of the series leakage inductor of the transformer L_s . The value of L_s is typically selected to ensure that the converter is operated in ZVS regions at high power to limit losses and electromagnetic interferences while limiting the circulation of reactive current in the transformer. This is done by keeping the phase-shift ϕ to a relatively low value, typically below 30° (rule of thumbs) under normal steady-state operating conditions. In the case of the developed solar PV emulator, a value of $L_s = 9.2 \mu\text{H}$ has been specified and obtained with the custom-designed transformer.

The resulting $P_{PV}(\phi)$ relationships for different values of V_{PV} within the inverter working voltage range with solar PV emulator operating curves at different temperatures T_{PV} for $G = 1000 \text{ W/m}^2$ are shown in Fig. 10. This indicates that the MPP is obtained at a phase-shift ϕ between 16° and 17° for the entire range of T_{PV} . The maximum phase-shift ϕ is around 18° for short-circuit at $T_{PV} = 50^{\circ}\text{C}$. Fig. 11 shows the solar PV emulator's ZVS operating regions

at various T_{PV} values for $G = 1000 \text{ W/m}^2$. Due to the high variation of the output voltage in the solar emulator application, operating both bridges in ZVS over the entire inverter working voltage range is impossible. However, within the MPPT range, the output bridge is generally in ZVS for low voltage and high power, which is desirable since the current in the output bridge is high under these conditions.

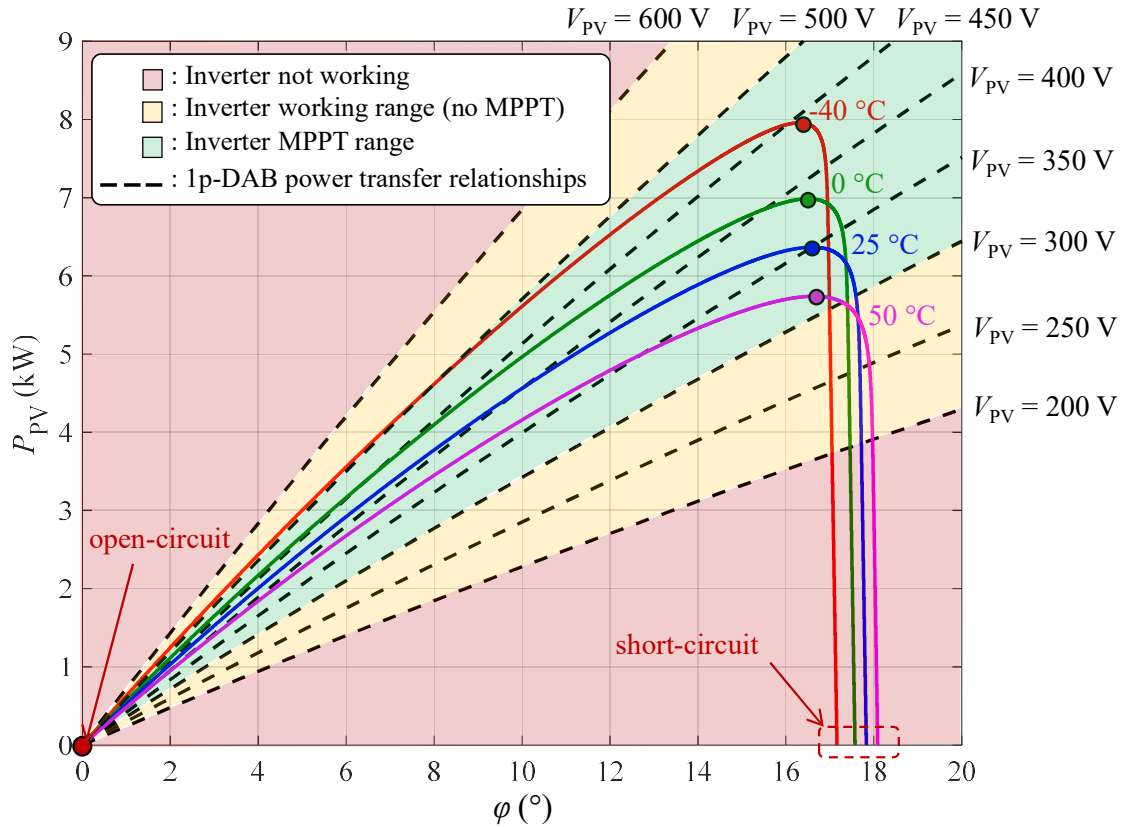


Fig. 10. Converter (1p-DAB) power transfer relationships (dashed lines) at various output voltages V_{PV} versus solar PV emulator operating curves (solid lines) at different temperatures T_{PV} for $G = 1000 \text{ W/m}^2$. The intersection between a dashed line and a solid line is a converter operating point for a given T_{PV} , V_{PV} couple. The MPPs are identified with dots.

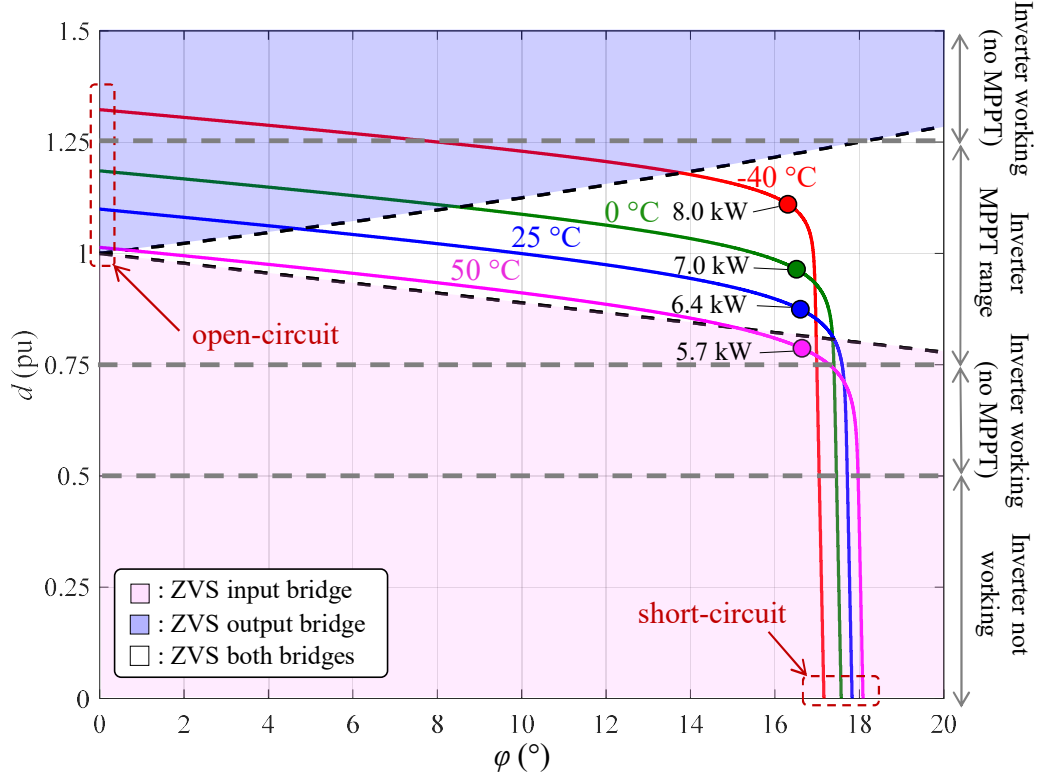


Fig. 11. Converter (1p-DAB) ZVS soft-switching operation. Both bridges are under ZVS at MPP for $T_{PV} = -40^\circ\text{C}$, $T_{PV} = 0^\circ\text{C}$ and $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$. Only the input bridge is ZVS for $T_{PV} = 50^\circ\text{C}$. The MPPs are identified with dots.

D. Small-signal model

To design the PV emulator inner loop, the transfer function $G_{v\phi}$ between the output voltage v_{PV} of the converter and the control phase-shift ϕ is necessary. It is defined as follows:

$$G_{v\phi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{PV}(s)}{\hat{\phi}(s)} \right|_{\hat{v}_i(s)=0} \quad (30)$$

where, $\hat{v}_{PV}$, $\hat{\phi}$ and $\hat{v}_i$ are the small-signal frequency-domain variables of $v_{PV}(t)$, $\phi(t)$ and $v_i(t)$, respectively.

A common method to derive the analytical small-signal model of DC-DC converters is the perturbation and linearization method [20]. The general procedure for deriving the 1p-DAB converter small-signal model assumes that the transformer current is changing much faster than the DC voltages [21]. This leads to a DC-averaged model of the converter.

The procedure leads to the following equation in the frequency-domain:

$$s \cdot \hat{v}_{PV}(s) = -\frac{\hat{v}_{PV}(s)}{RC_o} + \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi\omega_s L_s NC_o} \hat{v}_i(s) + \frac{V_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s NC_o} \hat{\varphi}(s) \quad (31)$$

Posing $\hat{v}_i(s) = 0$ in (31) leads to:

$$G_{v\varphi}(s) = \left(\frac{RV_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s N} \right) \frac{1}{sRC_o + 1} \quad (32)$$

For the solar PV emulator, the proposed controller G_c is a PI-type with the transfer function given as follows:

$$G_c(s) = \frac{sK_p + K_i}{s} \quad (33)$$

The controller G_c is sized using the *algebra on the graph* technique [20]. For controller sizing, the complete closed-loop small-signal diagram shown in Fig. 6 is used. It includes the equivalent transfer function of the modulator G_m and the transfer function of the feedback measurement filter G_f . The controller sizing analysis is performed on the loop gain $G_p G_c$, with G_p defined as,

$$G_p(s) = G_{v\varphi}(s) \cdot G_m(s) \cdot G_f(s) \quad (34)$$

The objective is to calculate the controller parameters K_p and K_i to meet desired dynamic performance defined by a pre-set cross-over frequency $\omega_{\varphi m} = 2\pi f_{\varphi m}$ and a desired phase-margin φ_m . In the case of the solar PV emulator prototype, $f_{\varphi m}$ is specified at 1 kHz (100 times smaller than the switching frequency f_s) and the desired phase margin φ_m is 60° , as a compromise between stability margin, overshoot, and settling time. The optimization of these parameters is beyond the scope of this paper.

For the sake of the demonstration, the controller is sized at the MPP of the reference solar PV station for $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$ and $G = 1000 \text{ W/m}^2$. This gives the following operating point: $V_i = 400 \text{ V}$, $V_{PV} = 349.8 \text{ V}$, $P_{PV} = 6.4 \text{ kW}$ and $\varphi = 16.6^\circ$. For the solar PV emulator, the modulator transfer function G_m is equal to 1, and a 2nd order Butterworth filter with a cut-off frequency of 5 kHz (20 times smaller than the switching frequency f_s) is selected. The Bode diagram of $G_{v\varphi}$, G_f , and G_p as well as the controller G_c and the loop gain $G_p G_c$ is shown in Fig. 12.

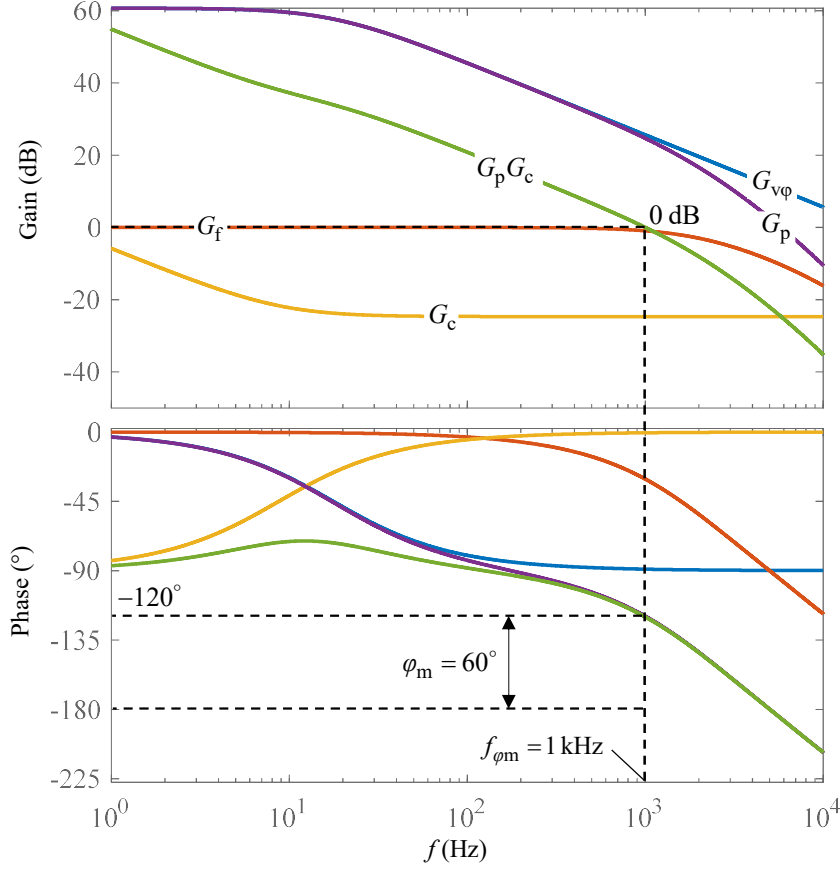


Fig. 12. Bode diagram of the solar PV emulator for inner loop controller sizing. The controller parameters are: $K_p = 0.058$ and $K_i = 3.2$. The analysis of the loop gain $G_p G_c$ confirms that the desired phase margin $\varphi_m = 60^\circ$ is obtained at the specified crossover frequency $f_{\varphi m} = 1$ kHz.

IV. SOLAR PV EMULATOR VALIDATION

A. Time-domain simulation

Time-domain simulation is used to validate the solar PV emulator's steady-state and dynamic responses. The simulation model is implemented in MATLAB® Simulink. The parallel resistance R_p is neglected to simplify the numerical computation of the solar PV model equations. This, however, leads to a negligible error, as it will be shown in this paper. A DC-averaged value model of the 1p-DAB converter is used to accelerate the simulation time. The equivalent circuit is shown in Fig. 13. The input current i_i is calculated in the time-domain with:

$$i_i(t) = \frac{v_{PV}(t)}{\omega_s L_s N} \varphi(t) \left[1 - \frac{\varphi(t)}{\pi} \right] \quad (35)$$

while the output current i_o is calculated with:

$$i_o(t) = \frac{v_i(t)}{\omega_s L_s N} \varphi(t) \left[1 - \frac{\varphi(t)}{\pi} \right] \quad (36)$$

where the phase-shift φ is calculated by the controller G_c .

A controlled current source is first applied as a load at the converter's output to validate the steady-state response on the I_{PV} - V_{PV} diagram. At $t = 0$, the current source is equal to the PV station's short-circuit current and the current source is gradually decreased with a slope of 10 A/s down to 0 A (open-circuit). Doing so permits sweeping all the voltage points from $V_{PV} = 0$ V up to the PV station's open-circuit voltage. The slope is gradual enough to ensure the converter virtually reaches a steady state at each operating point. Fig. 14 shows the results obtained for a fixed temperature of $T_{PV} = 25$ °C and different irradiances G between 200 W/m² and 1000 W/m². Fig. 15 shows the results obtained for a fixed irradiance G of 1000 W/m² and various temperature T_{PV} between -40 °C and 50 °C. The results show that the converter output (black dashed lines) fairly follows the theoretical PV model (solid red lines) and that the converter controller is stable in steady-state, at all operating points. The small error between the theoretical model and the simulated converter's output is due to neglecting R_p in the simulation model.

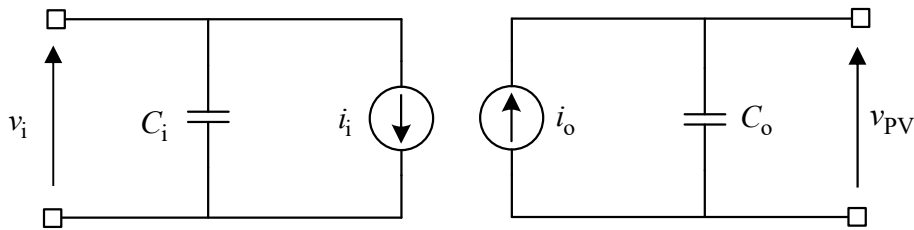


Fig. 13. DC-averaged model of the 1p-DAB converter.

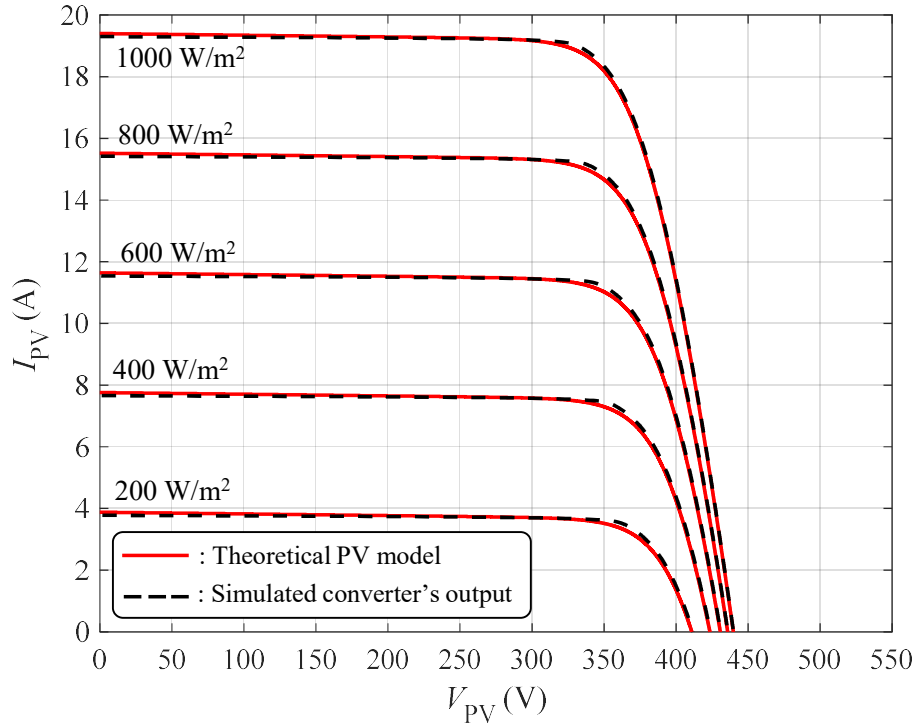


Fig. 14. Validation of the converter I_{PV} - V_{PV} curves in steady-state under varying irradiance G for the PV station at $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$.

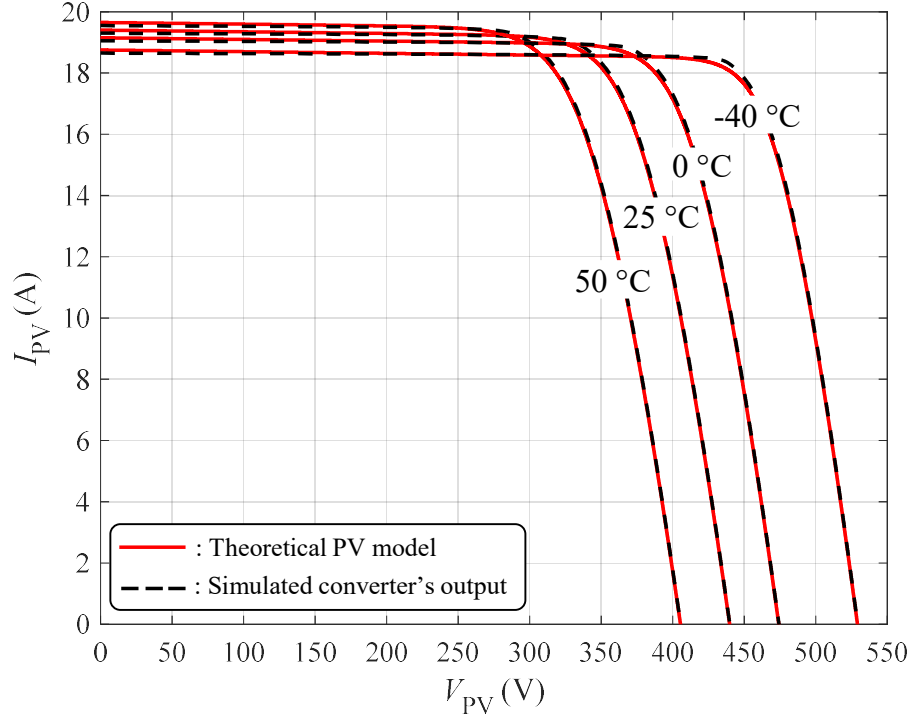


Fig. 15. Validation of the converter I_{PV} - V_{PV} curves in steady-state under varying temperatures T_{PV} for the PV station at $G = 1000 \text{ W/m}^2$.

A large load step is also applied to validate the transient response. At $t = 0$, the resistance is selected to operate the solar PV emulator at the MPP ($R = 19.22 \, \Omega$) of the PV station, for $T_{PV} = 25 \, ^\circ\text{C}$ and $G = 1000 \, \text{W/m}^2$. At $t = 0.25 \, \text{s}$, the load is opened while the converter is in steady-state at MPP. Fig. 16 shows the resulting transient response. The converter output stabilizes after less than 5 ms with a small overshoot. Fig. 17 shows the resulting trajectory on the corresponding I_{PV} - V_{PV} curve. It shows that the emulator does not follow the reference I_{PV} - V_{PV} curve during the transition; this behavior is normal as the current i_{PV} is instantly forced to zero by opening the converter's output at $t = 0.25 \, \text{s}$, while the output voltage v_{PV} cannot increase instantly. However, as expected, the initial condition is at MPP, and the final state is stable at the open-circuit point of the I_{PV} - V_{PV} curve, thus confirming that the solar PV emulator correctly transition between the two states.

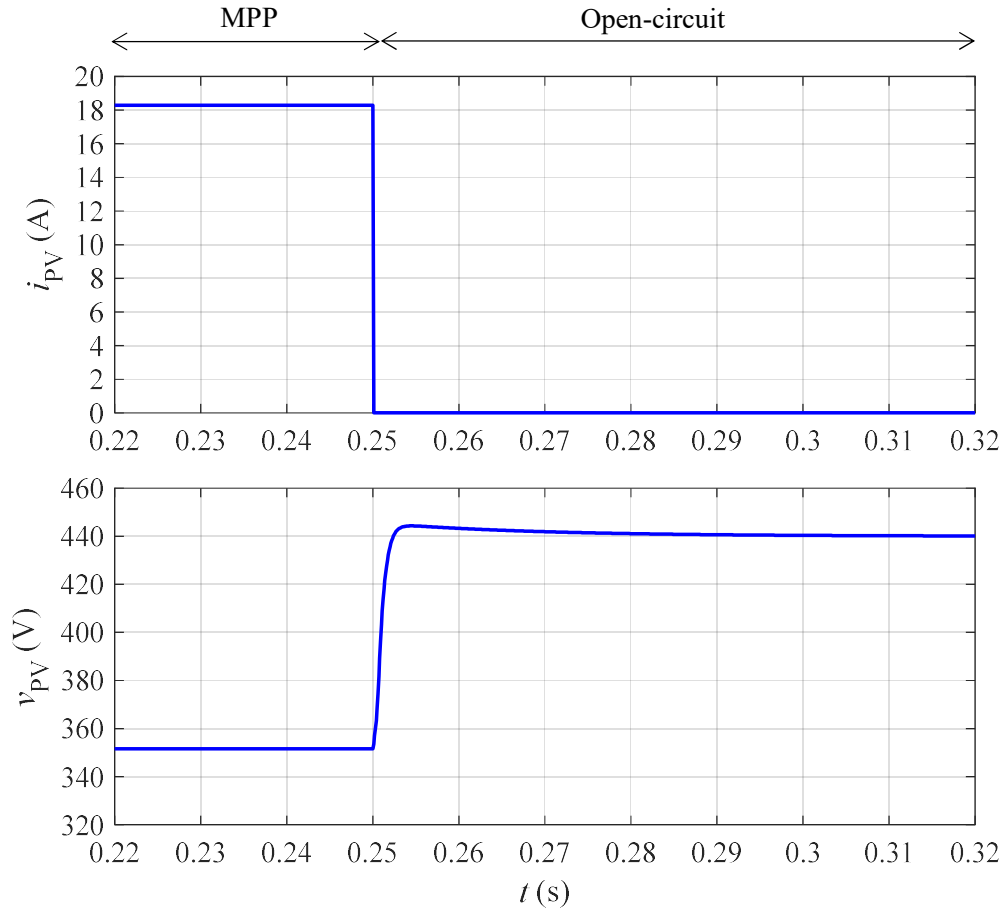


Fig. 16. Transient response from MPP to open-circuit for $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$ and $G = 1000 \, \text{W/m}^2$.

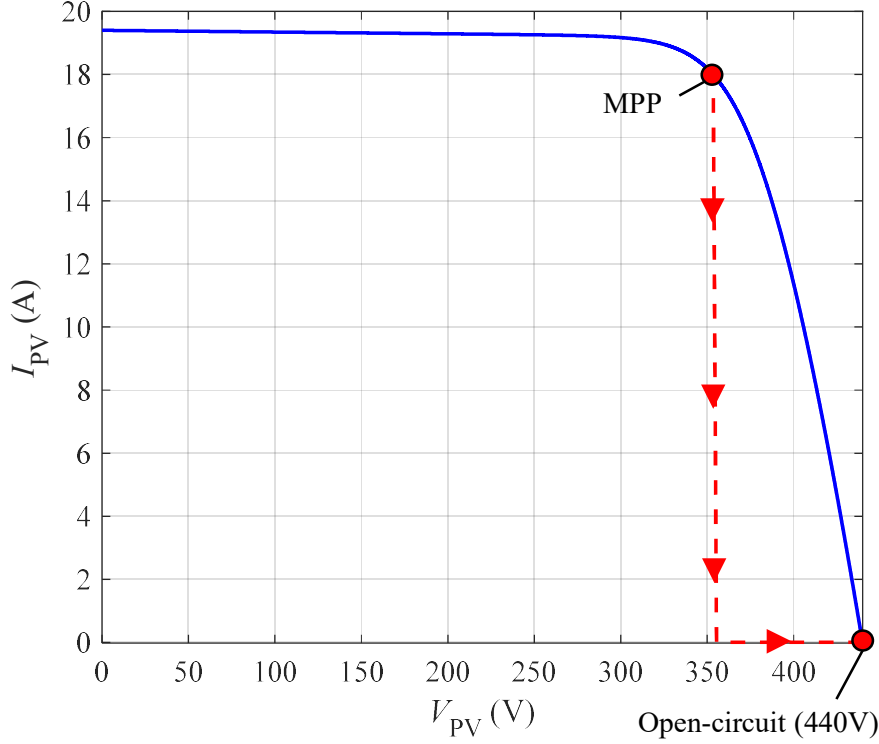


Fig. 17. Trajectory on the I_{PV} - V_{PV} curves of the transient response from MPP to open-circuit for $T_{PV} = 25^\circ\text{C}$ and $G = 1000 \text{ W/m}^2$.

B. Experimental tests

The developed hardware prototype is an adaptation of [19]. Fig. 18 shows a picture of the fabricated hardware prototype with its main components being identified. It uses 900 V-rated SiC MOSFETs (Cree C3M0030090K), providing low switching losses and featuring small reverse recovery charges and low on-state resistance. The switching frequency f_s is 100 kHz with a dead time of 300 ns between the upper and lower transistors gating signals of the same branch. The transformer is a custom-designed planar transformer (Payton Planar 62826). A planar-type transformer is used due its high-power density and its highly predictable leakage inductance L_s value, which is central to the performance of the 1p-DAB converter. The closed-loop controller (Texas Instruments TMDSCNCD280049C) performs the outer loop (PV model) and the inner loop (PI-controller) functions. The controller is programmed via a computer connected to a USB port. The inner loop controller transfer function G_c is discretized with the z-transform before being implemented in the hardware controller.

Experimental tests have been performed to measure the converter's efficiency. The results are summarized in Table III. The results show that high efficiency is obtained at high power if both bridges are in ZVS. However, they also demonstrate that efficiency is highly affected by ZVS conditions; thus, it is important to maximize the ZVS operating regions, especially at the expected MPP for solar PV emulation applications.

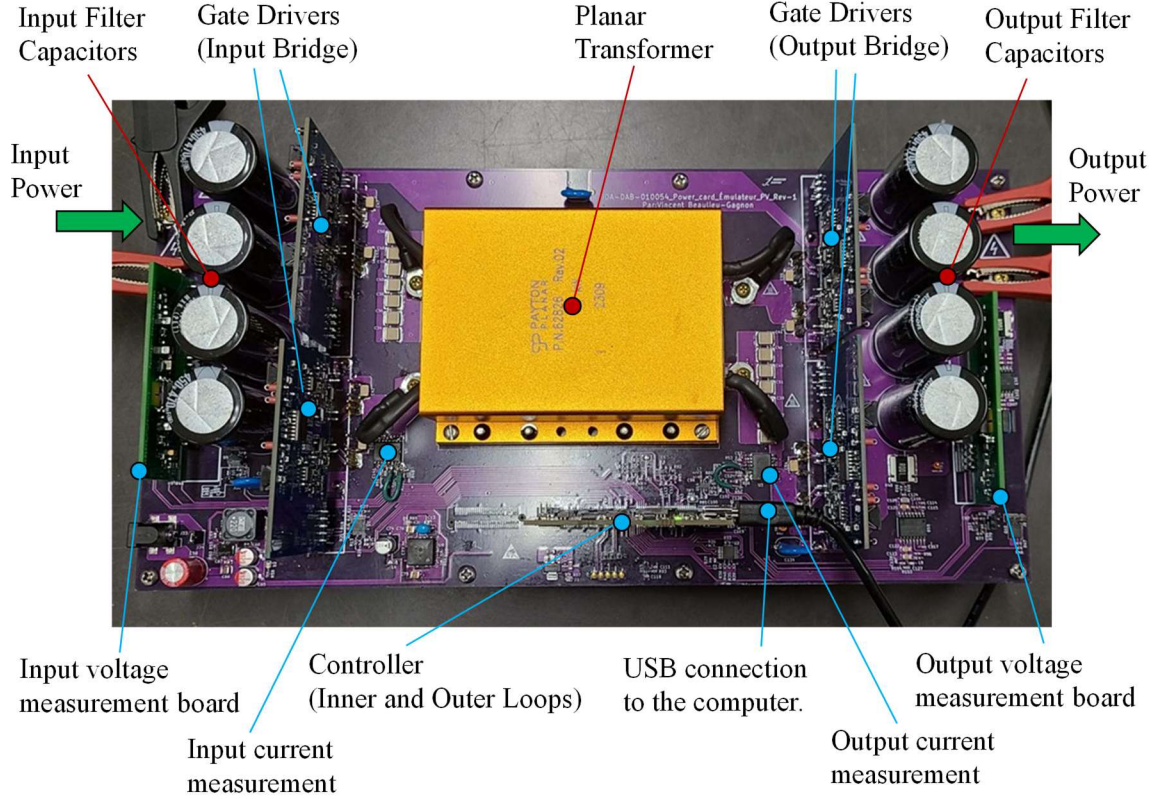


Fig. 18. Solar PV emulator hardware prototype (top layer view; SiC MOSFETs are not shown as they are mounted on the bottom layer).

TABLE III
EFFICIENCY TEST RESULTS

Input voltage V_i	Output voltage V_{PV}	Output power P_{PV}	Efficiency $\mathfrak{R}$	ZVS
400 V	172 V	2.8 kW	79.2 %	Input bridge only
	246 V	3.8 kW	89.8 %	Input bridge only
	377 V	5.0 kW	98.2 %	Both bridges
	394 V	6.2 kW	99.0 %	Both bridges

IV. CONCLUSION

This paper presents important design considerations for enabling the use of the single-phase dual active bridge (1p- DAB) converter topology for a solar photovoltaic (PV) station emulator intended to be used in a ship-testing microgrid. It enables emulating the current-voltage characteristics of a PV system for time-varying irradiance G and temperature T conditions. It is also scalable as it permits emulating a single PV module or a PV station composed of multiple PV modules connected in series N_s and parallel N_p .

The solar PV model equations are first presented in the time-domain. It enables discriminating constant input parameters obtained from the module datasheet, constant parameters that are calculated at STC, time-dependent model parameters that varies with G and T , and time-dependent electrical variables. The PV model equations are presented for a single module and extended to a PV station composed of N_s and N_p modules. A procedure for determining the maximum permitted values of N_s and N_p in the PV station, for a given commercial module, is provided to ensure that the converter nominal power, current and voltage are not exceeded over the entire temperature T and irradiance G ranges.

Steady-state analysis is also performed to select the transformer's ratio N and leakage inductance L_s to reduce losses in the converter considering the constraints of the emulation function in the ship-testing microgrid; to do so, power transfer relationships and zero-voltage switching (ZVS) capabilities are analyzed. Moreover, small-signal analysis and time-domain simulations are performed to design the inner loop PI-controller, and to assess the converter response, respectively. The simulations are performed considering a solar PV station composed of $N_s = 11$ and $N_p = 2$ modules (Ablytek 6MN6A290) with varying irradiance between 0 and 1000 W/m² and varying module temperature between -40 °C and 50 °C. The results showed that a relatively fast transient response (<10 ms settling time) can be obtained if the controller is properly designed. Experimental tests on an 8 kW 400 V to 400 V SiC-based and planar-based hardware prototype with an integrated controller are also provided to evaluate the converter efficiency. The results demonstrated the importance of ZVS operation. They confirmed that it is important to ensure both bridges are under ZVS at high power when performing the PV emulation function with a 1p-DAB converter.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank Bruno Tremblay for his invaluable assistance in designing the emulator and for his significant contributions to conducting the experimental tests. His expertise and dedication were instrumental to the success of this project. The authors would also like to thank Louis-Michel Th  berge for his assistance in identifying the emulator's key specifications and integration constraints in the ship-testing laboratory. His insights were essential to the progress and success of this project.

REFERENCES

- [1] E. Skjong, et al., "Past, present, and future challenges of the marine vessel's electrical power system," *IEEE Trans. Transp. Elect.*, vol. 2, no. 4, pp. 522–537, Dec. 2016.
- [2] C.-H. Chang, E.-C. Chang, and H.-L. Cheng, "A high-efficiency solar array simulator implemented by an LLC resonant dc-dc converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 6, pp. 3039–3046, Jun. 2013.
- [3] C. Chang, C. Cheng, and H. Cheng, "Modeling and design of the llc resonant converter used as a solar-array simulator," *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, no. 4, pp. 833–841, Dec. 2014.
- [4] S. Gadelovits, M. Sitbon, and A. Kuperman, "Rapid prototyping of a lowcost solar array simulator using an off-the-shelf dc power supply," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5278–5284, Oct. 2014.
- [5] A. Koran, K. Sano, R. young Kim, and J.-S. Lai, "Design of a photovoltaic simulator with a novel reference signal generator and two-stage LC output filter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 25, no. 5, pp. 1331–1338, May 2010.
- [6] A. Koran, T. LaBella, and J.-S. Lai, "High efficiency photovoltaic source simulator with fast response time for solar power conditioning systems evaluation," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1285–1297, Mar. 2014.
- [7] Y. Kim, W. Lee, M. Pedram, and N. Chang, "Dual-mode power regulator for photovoltaic module emulation," *Appl. Energy*, vol. 101, pp. 730–739, 2013.
- [8] K. Nguyen-Duy, A. Knott, and M. A. E. Andersen, "High Dynamic Performance Nonlinear Source Emulator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2562–2574, March 2016.
- [9] R. Ayop, and C. W. Tan, "A comprehensive review on photovoltaic emulator," *Renewable Sustain. Energy Rev.*, vol. 80, pp. 430–452, Dec. 2017.
- [10] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 1, pp. 63–73, Jan/Feb 1991.
- [11] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, and E. D. Baumann, "Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 6, pp. 1294–1301, Nov/Dec 1992.

- [12] H. Y. Kanaan, M. Caron, and K. Al-Haddad, "Design and implementation of a two-stage grid-connected high efficiency power load emulator," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 8, pp. 3997–4006, Aug. 2014.
- [13] H. Gras, I. Kocar, U. Karragac, and J. Mahseredjian, PV Single-phase Model in EMTP®, pp. 1–30, April 2021.
- [14] V. Sangsawang, and S. Chaitusaney, "Modeling of photovoltaic module from commercial specification in datasheet," *Int. Conf. on Elect. Eng./Electron., Computer, Telecom. and Inform. Tech.*, Phetchaburi, Thailand, 2012, pp. 1–4.
- [15] C.-H. Chang, J.-J. Zhu, and H.-L. Tsai, "Model-based performance diagnosis for PV systems," *Proceedings of SICE Annual Conf.*, Taipei, Taiwan, 2010, pp. 2139–2145.
- [16] G. H. Yordanov, O.-M. Midtgård and T. O. Saetre, "PV modules with variable ideality factors," *IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, Austin, TX, USA, 2012, pp. 002362–002367.
- [17] R. G. Ross, "Flat-Plate Photovoltaic Array Design Optimization", *IEEE Photovoltaic Specialists Conf.*, San Diego, CA, 1980, pp. 1126–1132.
- [18] NREL. System Advisor Model (SAM). [Online]. <https://sam.nrel.gov/>
- [19] Texas Inst., "Bi-directional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations," Texas Instruments, 2024. [Online]. <https://www.ti.com/tool/TIDA-010054>.
- [20] D. Maksimovic, A. M. Stankovic, V. J. Thottuvelil, and G. C. Verghese, "Modeling and simulation of power electronic converters," in *Proc. IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 898–912, June 2001.
- [21] M. Berger, I. Kocar, H. Fortin-Blanchette, and C. Lavertu, "Hybrid average modeling of three-phase dual active bridge converters for stability analysis," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 33, no. 4, pp. 2020–2029, Aug. 2018.

CONCLUSION GÉNÉRALE

L'objectif principal de ce mémoire était de réaliser un émulateur de systèmes solaires photovoltaïques (ex. : module, panneau ou station solaire), à partir d'un convertisseur DC-DC de type 1p-DAB, pour un microréseau d'essai de navires. La démarche de réalisation inclut l'établissement d'un lien entre l'émulation de systèmes solaires et les spécifications et contraintes de conception du convertisseur, la validation de la précision du modèle d'émulation en simulation, la validation du contrôleur pour le convertisseur en simulation et enfin les essais physiques avec le circuit fabriqué qui sert de support physique à la fonction d'émulation.

Grâce aux développements des équations du convertisseur de type 1p-DAB et du modèle de modules et de stations solaires photovoltaïques, il a été possible de développer un modèle de simulation complet de l'émulateur dans l'environnement MATLAB® Simulink de même qu'un émulateur physique à pleine échelle qui permet de tester des scénarios d'opération avec des fluctuations de l'irradiance G , de la température T et de la charge en sortie. De nombreux essais ont aussi été réalisés pour valider le bon fonctionnement des équations du modèle d'émulation à l'aide des données obtenues dans la base de données SAM du NREL. Une analyse en régime permanent a aussi permis de choisir le rapport de transformation N et l'inductance de fuite L_s du transformateur afin de réduire les pertes grâce à la commutation de type ZVS à haute puissance, tout en respectant les contraintes du microréseau d'essai et de la station solaire utilisée en exemple.

Les simulations et les essais réalisés sur le convertisseur en boucle fermée ont aussi permis de valider le fonctionnement prévu par les modèles mathématiques et de valider l'importance de la commutation de type ZVS à haute puissance pour le convertisseur de type 1p-DAB. Les résultats en simulation ont montré qu'une réponse transitoire relativement rapide (temps de stabilisation de moins de 10 ms) peut être obtenue si le contrôleur est correctement conçu. Des essais expérimentaux réalisés sur un prototype matériel avec un contrôleur en boucle fermée de 8 kW, 400 V à 400 V, basé sur des transistors MOSFET de type SiC et un transformateur de type planaire sont également présentés pour évaluer le rendement du convertisseur. Les résultats ont mis en évidence l'influence importante du fonctionnement en commutation de type ZVS sur l'efficacité. Ils ont confirmé qu'il est essentiel de s'assurer que les deux ponts actifs fonctionnent en commutation de type ZVS à

haute puissance lors de l'émulation photovoltaïque avec un convertisseur de type 1p-DAB, et ce, même avec des transistors de type SiC.

Au moment d'écrire ce mémoire, il restait encore quelques essais d'émulation en boucle fermée à pleine puissance à réaliser sur le prototype physique. Ceux-ci n'ont pas encore été réalisés pour des raisons de sécurité dans l'environnement de laboratoire. Néanmoins, les résultats obtenus montrent une application intéressante du processus de conception d'un émulateur de systèmes solaires photovoltaïques et d'un convertisseur 1p-DAB. L'émulateur sera un outil de recherche intéressant pour Innovation maritime, offrant une flexibilité pour tester l'impact de diverses technologies de modules et de configurations de stations solaires photovoltaïques sur son réseau électrique d'essai. Il permettra également de tester des stratégies de gestion de l'énergie sans avoir besoin d'une infrastructure de production solaire physique coûteuse et encombrante.

Comme recommandations de travaux futurs, il serait pertinent d'implémenter un modèle d'équations de système solaire amélioré avec plus de paramètres, afin d'obtenir des résultats plus exacts, surtout lorsqu'on s'éloigne du MPP en présence de variations importantes d'irradiance G et de température T . Il y a aussi plusieurs possibilités d'exploration future alliant l'émulation et le convertisseur 1p-DAB, par exemple : l'utilisation d'autres méthodes de contrôle que le déphasage simple entre deux ponts et la mise en parallèle de plusieurs émulateurs, afin d'avoir une puissance de sortie encore plus grande. Une autre piste à considérer serait de formuler un problème d'optimisation pour développer une procédure qui permet d'optimiser la conception du convertisseur 1p-DAB pour les applications d'émulation solaire, afin d'assurer que la conception est optimale en regard de certains objectifs (ex. : maximiser l'efficacité ou maximiser la réponse dynamique). Il serait aussi judicieux d'évaluer la possibilité d'augmenter la plage de fonctionnement du convertisseur pour rester en commutation de type ZVS à plus faible puissance et ainsi augmenter son efficacité à basse puissance. Enfin, il serait aussi pertinent de permettre le fonctionnement du convertisseur sur une plus grande plage de courant et de tension afin de tester des valeurs d'irradiance G et de température T extrêmes. Pour finir, des essais sur le microréseau de navires avec l'émulateur seront nécessaires, afin de tester la stabilité du contrôleur et les interactions dans le système combiné émulateur-onduleur.

ANNEXE A : DÉTAILS SUPPLÉMENTAIRES SUR LE SUPPORT PHYSIQUE

Cette annexe présente une description sommaire de la démarche de conception, de fabrication et de validation du prototype d'émulateur fabriqué avec différentes photos à l'appui.

1. Description du circuit réalisé

Le circuit physique utilisé dans le cadre de ce projet a été conçu à partir d'une note d'application issue d'un design de référence fourni par *Texas Instruments* (TIDA-010054) [39]. La Figure montre le prototype physique complet de l'émulateur. Celui-ci est constitué d'une carte de contrôle de modèle F280049C de *Texas Instruments*, d'un circuit imprimé de puissance (carte principale), de deux circuits imprimés de mesure de tension, et de quatre circuits imprimés de commande rapprochée. Les schémas électriques pour la carte principale (Figures A.2 à A.5), les cartes de mesures de tension (Figure) et les cartes de commande rapprochée (Figures A.7 et A.8) sont fournis aux pages suivantes. La liste de matériel qui accompagne ces schémas est fournie à l'ANNEXE B. La fiche technique du transformateur d'isolation planaire est fournie à l'ANNEXE D.

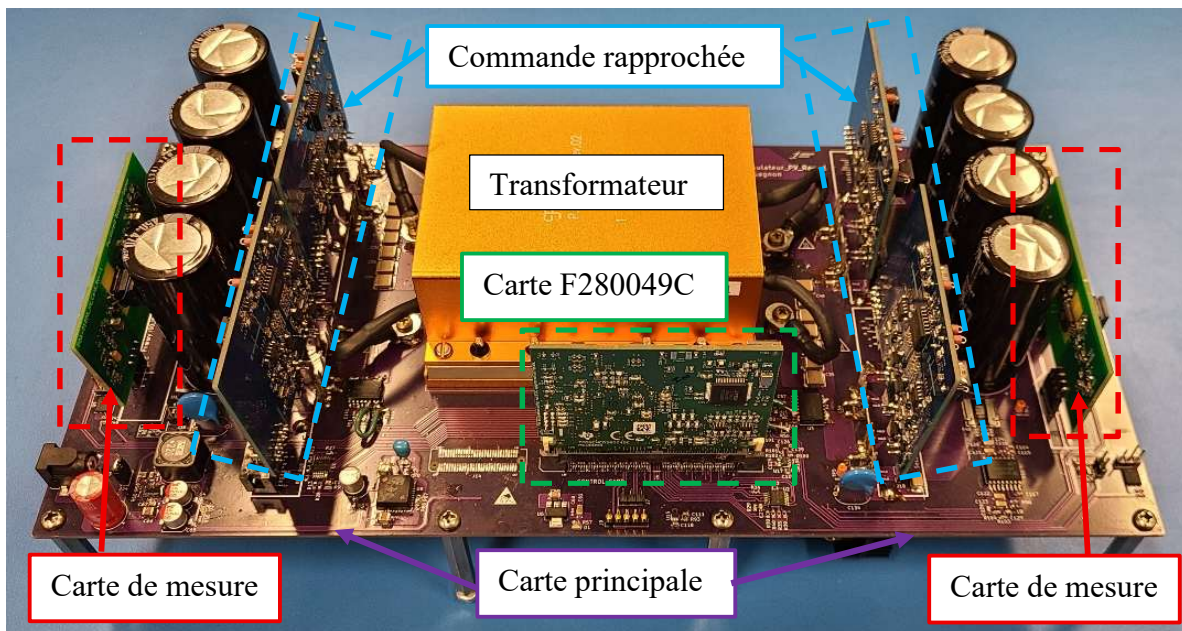


Figure A.1. Prototype du convertisseur 1p-DAB

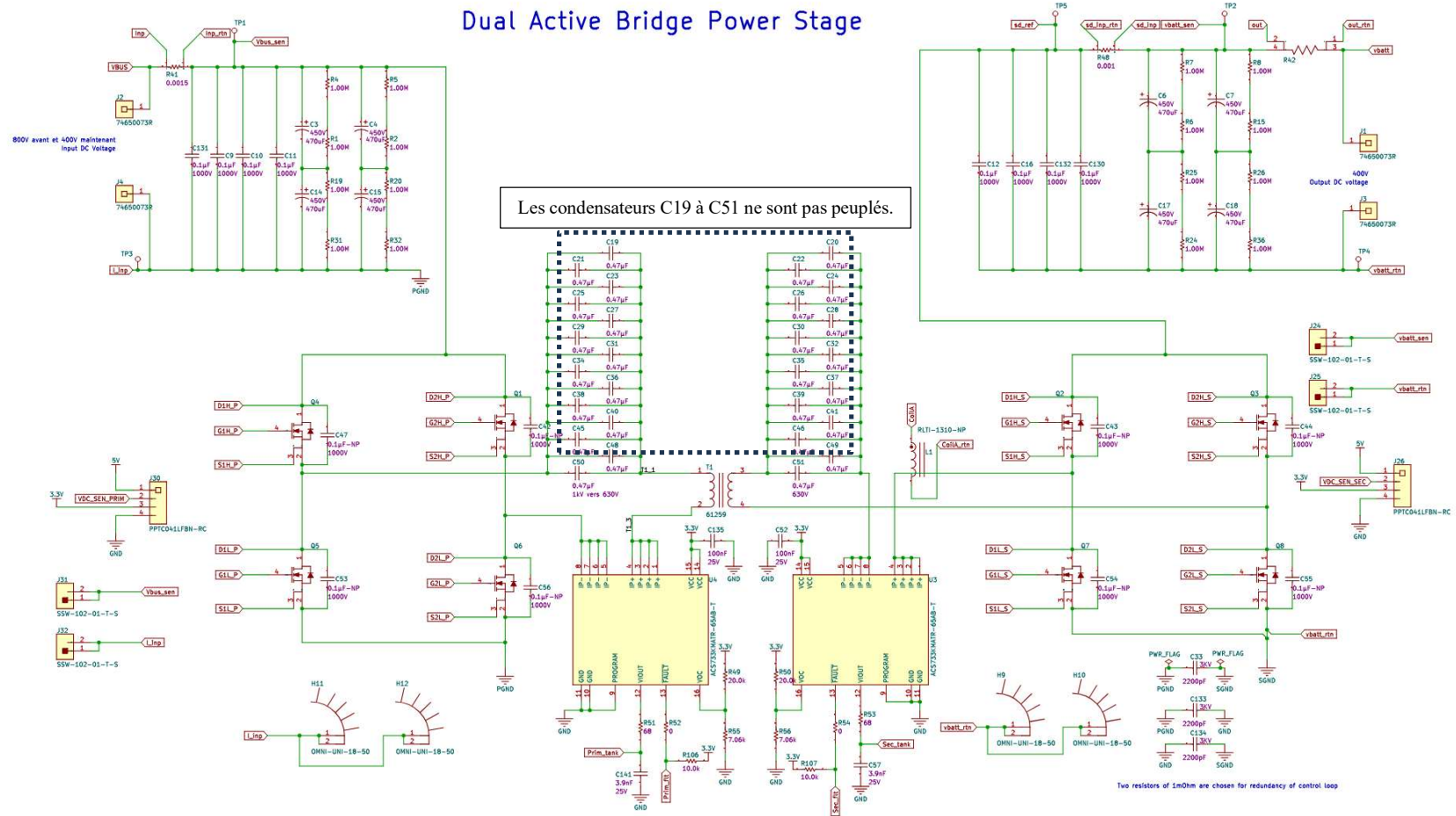


Figure A.2. Schéma de l'étage de puissance et des ponts à transistors de la carte principale du convertisseur 1p-DAB

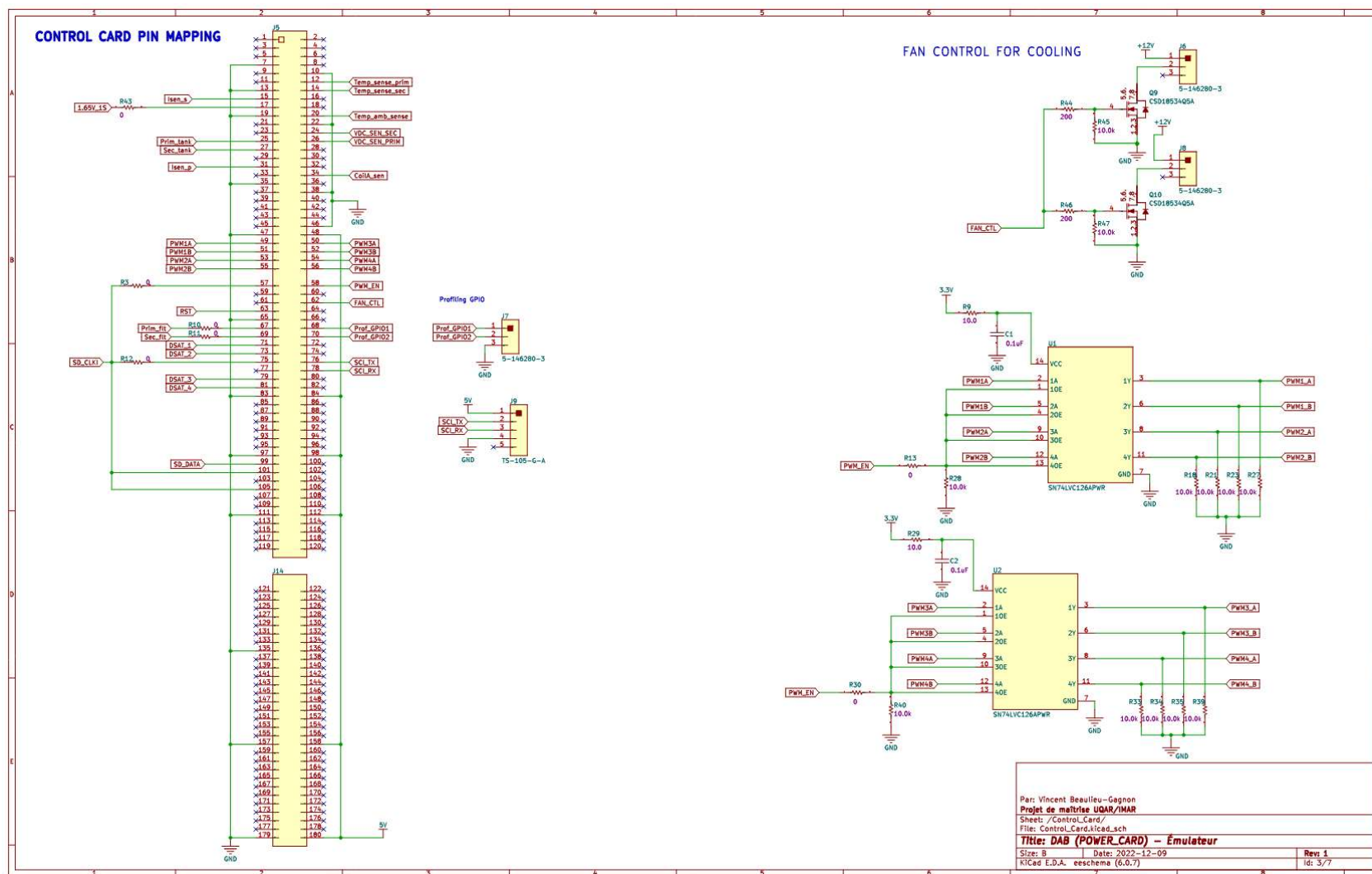


Figure A.3. Schéma du contrôle de refroidissement et des connecteurs pour la carte principale du convertisseur 1p-DAB

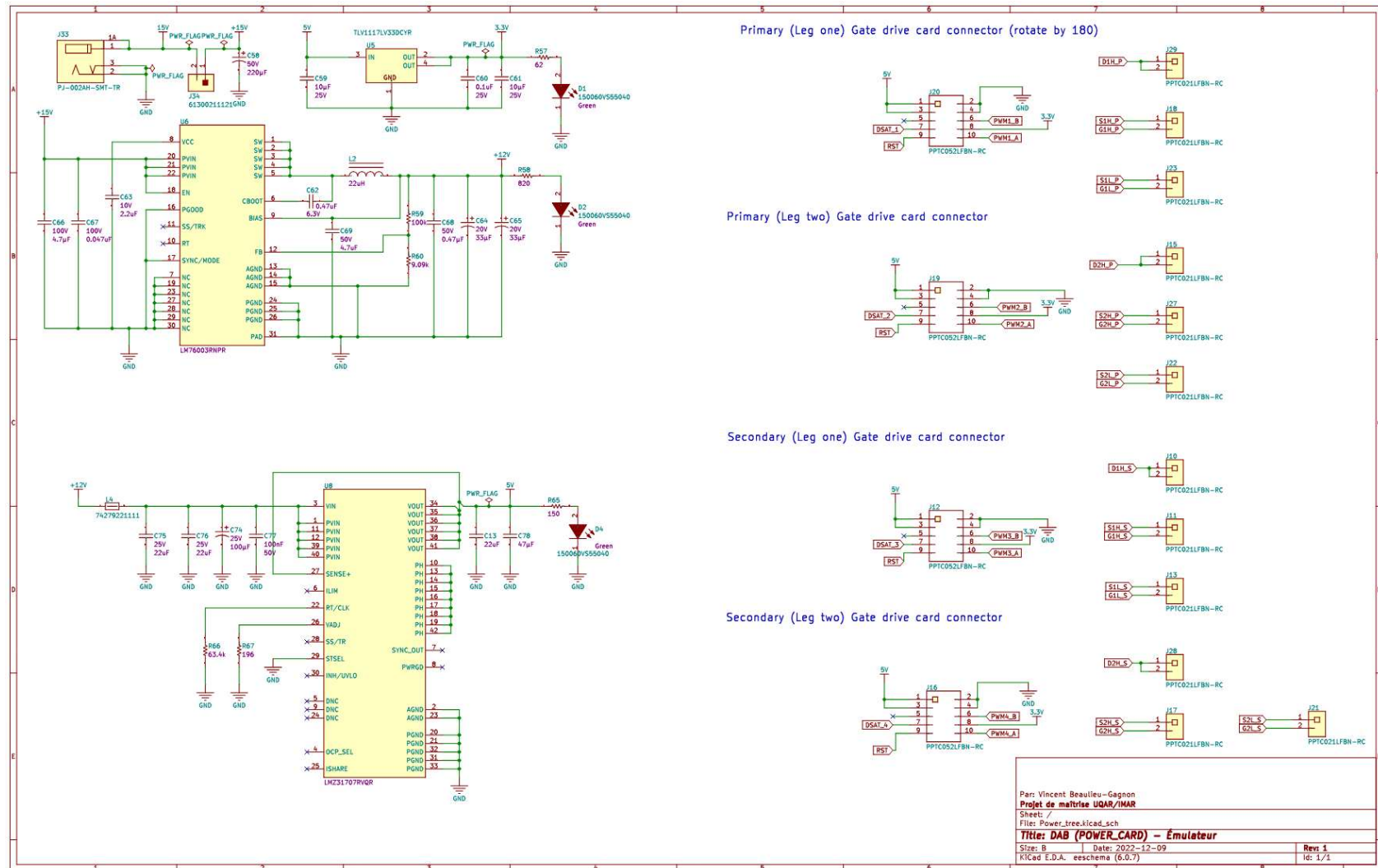
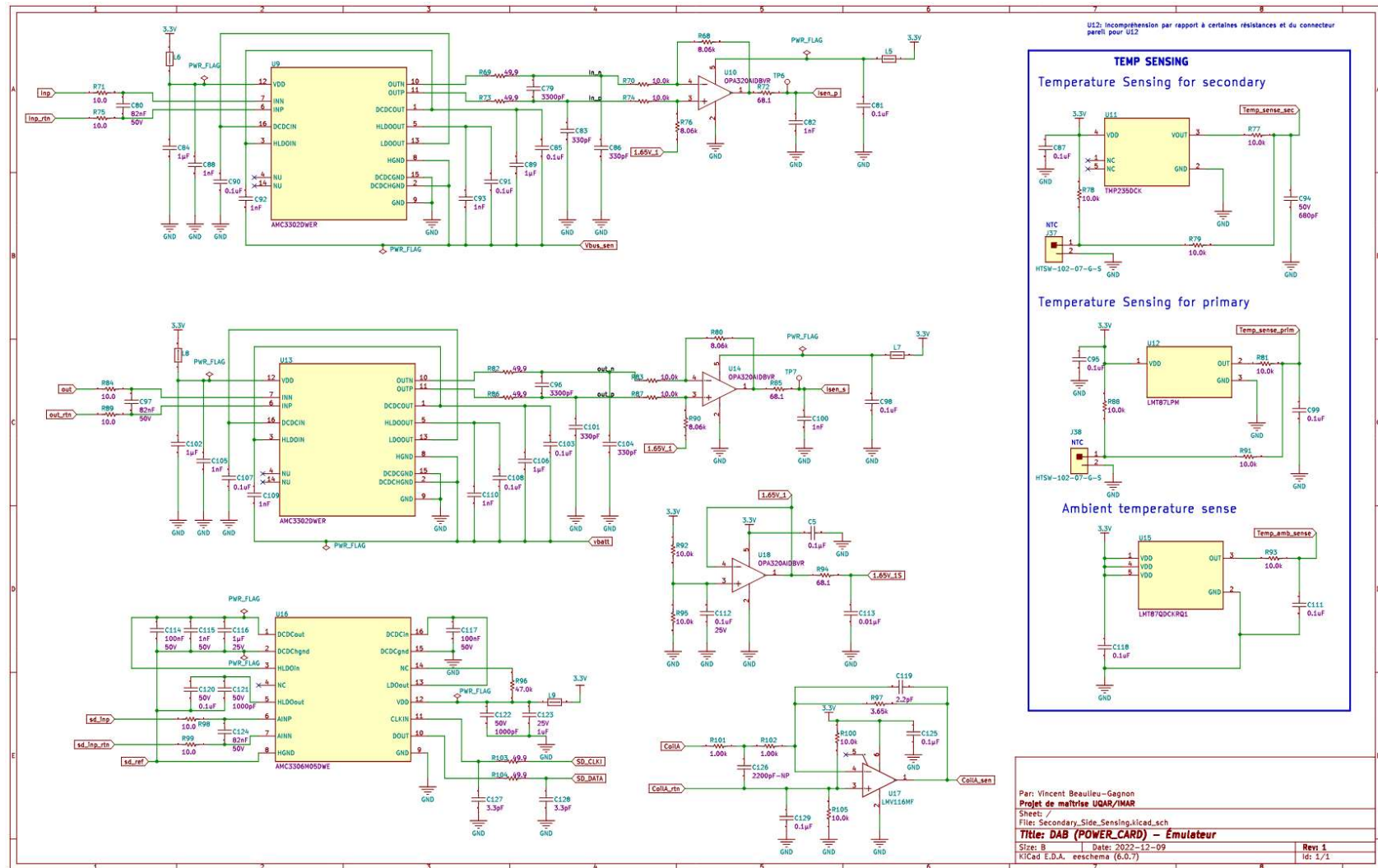


Figure A.4. Schéma de l'alimentation auxiliaire et des connecteurs des circuits de commande rapprochée pour la carte principale du convertisseur 1p-DAB



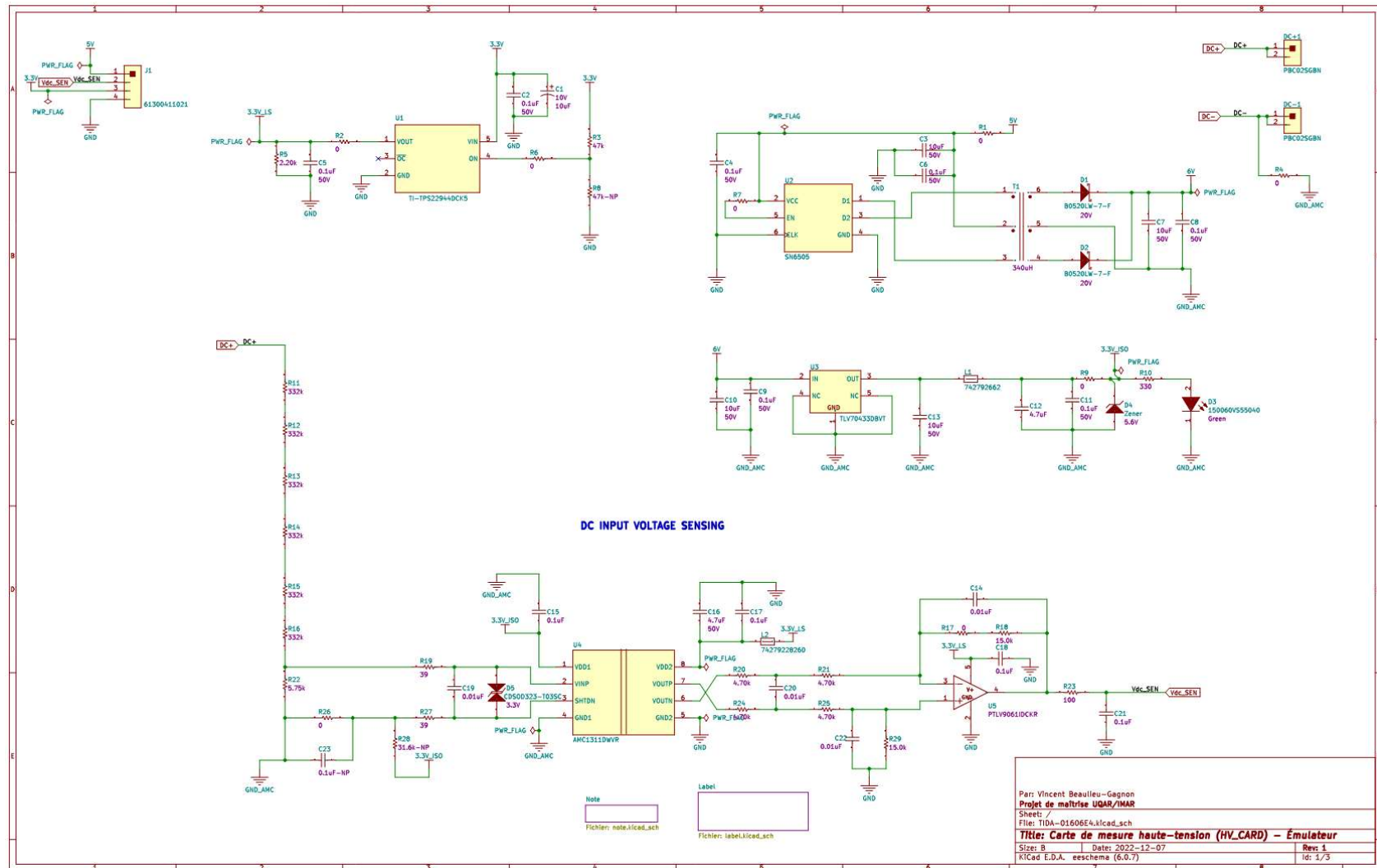


Figure A.6. Schéma des cartes de mesures de tension

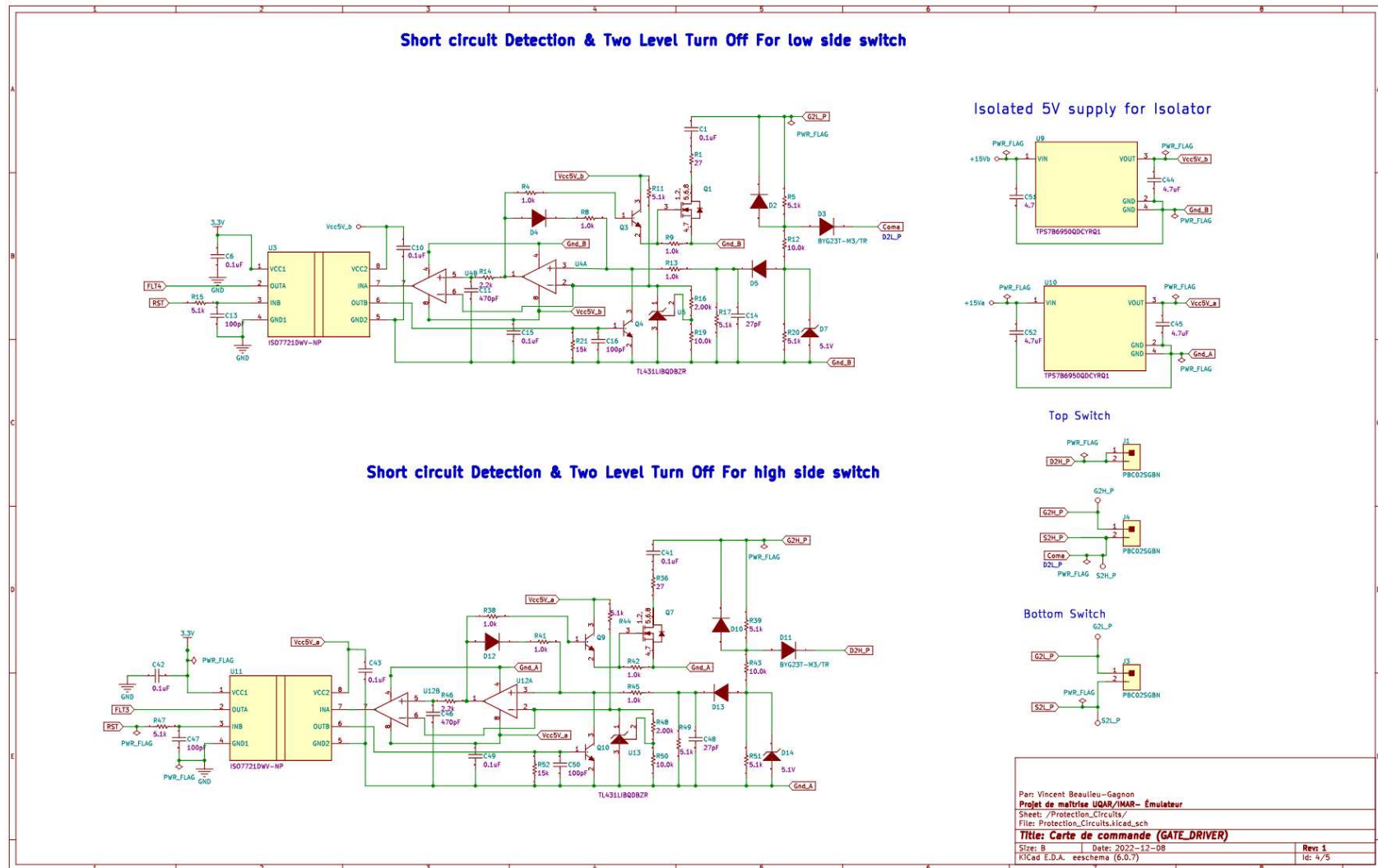


Figure A.7. Schéma des isolateurs et des circuits de détection de défaut pour les cartes de commandes rapprochées

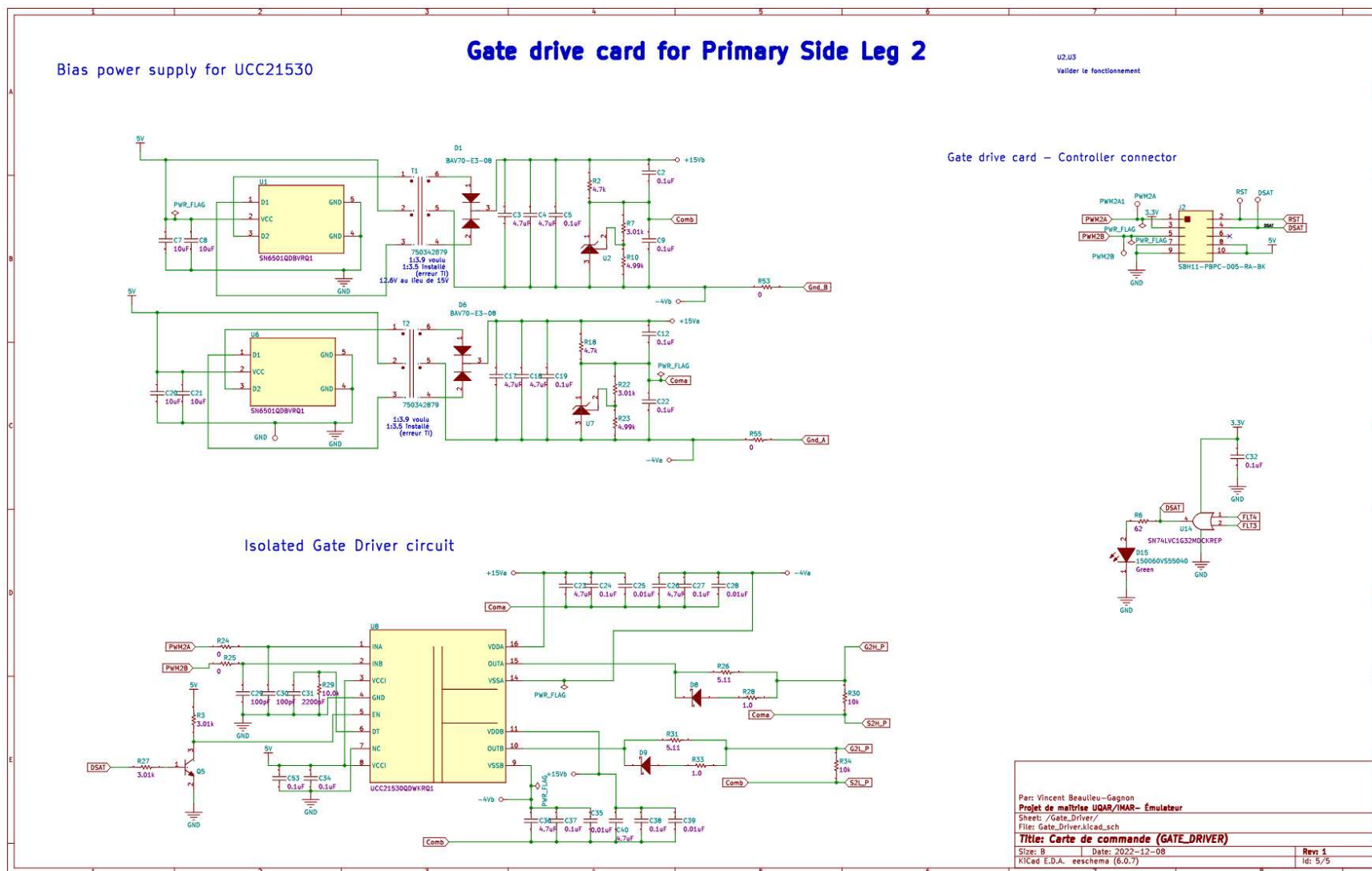


Figure A.8. Schéma du circuit de commande de transistor pour les cartes de commande rapprochée

Afin de répondre aux exigences spécifiques émises par Innovation maritime, plusieurs modifications ont été apportées à la conception initiale. Ces ajustements ont permis d'assurer la compatibilité du circuit avec les besoins fonctionnels et opérationnels liés à l'émulateur.

La première adaptation majeure a concerné le transformateur. Celui-ci a été remplacé par un modèle haute fréquence sur mesure, conçu à partir des nouveaux paramètres déterminés à la suite des modifications du design. Le rapport de transformation a été ajusté à 1:1, ce qui a nécessité des changements au niveau des tensions primaires et secondaires ainsi qu'une reconfiguration des circuits de mesure et une sélection adaptée des composants, notamment les transistors et les condensateurs d'entrées.

L'ensemble des circuits, incluant les éléments modifiés, ont fait l'objet d'une revue de conception rigoureuse avec l'aide de M. Bruno Tremblay, auxiliaire d'enseignement aux cycles supérieurs à l'UQAR. Cette démarche avait pour objectif d'assurer le plus possible la fiabilité du montage final, de minimiser les besoins en débogage et d'éviter la multiplication des versions, en raison des contraintes temporelle et financière. Aucun défaut critique n'a été relevé dans la conception des circuits, malgré quelques erreurs de montage. Quelques modifications mineures, principalement liées à la disponibilité des composants, ont toutefois été nécessaires lors de l'assemblage.

2. Tests unitaires des sous-circuits

Une fois fabriqué, chacun des circuits imprimés a été testé individuellement afin d'identifier les problèmes individuels avant de les assembler.

2.1 Circuit de mesure de tension

Les premiers tests ont porté sur le circuit de mesure de tension (Figure). Une source de tension dotée d'une limitation de courant a été utilisée pour effectuer une mise sous tension progressive. Après validation des niveaux de tension et vérification de l'absence de points chauds, le balayage de la tension d'entrée a été réalisé entre 0 V et 500 V. Cette procédure a permis de valider l'efficacité de l'isolation galvanique ainsi que la précision des mesures en sortie (basse tension). Les deux cartes de mesure ont également été évaluées de manière comparative, et ont démontré un comportement cohérent, sans dérive ou désalignement.



Figure A.9. Carte assemblée de mesures de tensions

2.2 Circuit de commande rapprochée des transistors (en anglais, « *gate drivers* »)

Les circuits de commande rapprochée des transistors (Figure 0) ont ensuite été soumis à une série de tests fonctionnels. Après vérification des alimentations auxiliaires et de l'absence de surchauffe, des signaux de commande ont été injectés afin d'évaluer leurs propagations, ainsi que l'effet du déphasage sur les signaux de sortie. La principale difficulté rencontrée concernait des erreurs de câblage et des besoins d'ajustements mineurs. Par ailleurs, la section dédiée à la détection de courts-circuits (section 3.5.3 du document [39]), s'est révélée instable. Conformément aux recommandations du design de référence, cette fonctionnalité a été désactivée, car elle n'était pas indispensable dans le cadre du prototype. Les tests ont néanmoins confirmé le bon fonctionnement des commandes rapprochées des transistors dans les plages de tensions et de fréquences spécifiées. Quatre circuits de commandes ont été réalisés dans le cadre du projet (un par branche de transistors).

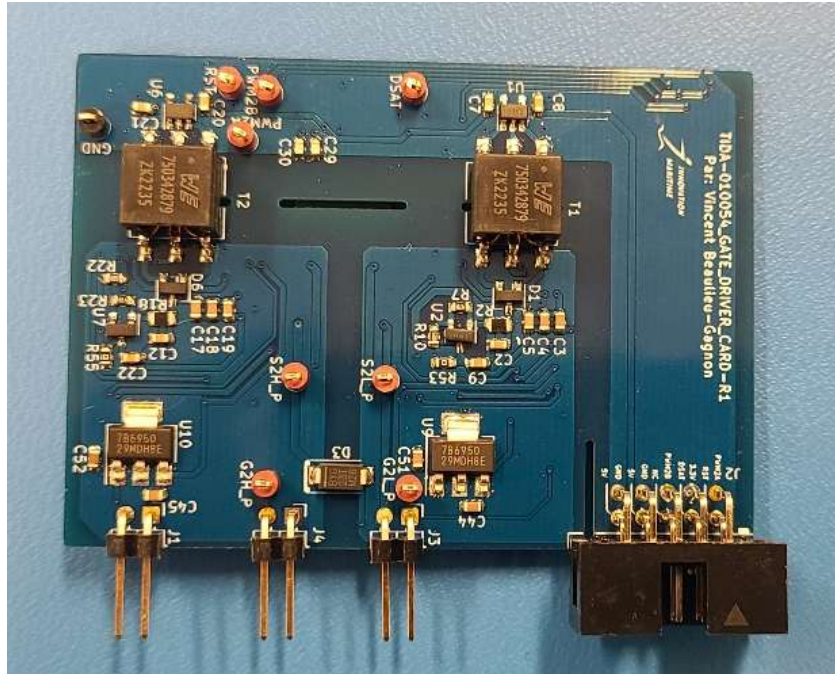


Figure A.10. Carte assemblée de commande rapprochée

2.3 Circuit principal

Les tests sur le circuit principal assemblé (Figures A.2 à A.5) se sont ensuite déroulés. Quelques difficultés ont été rencontrées avec l'alimentation auxiliaire, principalement en raison de la complexité du montage de certains composants de petite taille. Après résolution de ces problèmes, les vérifications relatives à l'isolation, aux niveaux de tension et à l'exactitude des mesures ont pu être menées à bien. Finalement, nous avons constaté lors des tests que les condensateurs de découplage sur l'étage de puissance nuisaient au transfert adéquat de la puissance. Conformément aux recommandations du support de TI, ils ont été retirés (voir Figure). Ces étapes préliminaires ont permis de procéder ensuite aux essais en boucle ouverte.

3. Intégration des circuits et essais à faible puissance

À cette étape, l'objectif principal était de valider l'intégration complète des différents circuits et d'évaluer leur comportement en présence de la carte de contrôle. Une tension de 40 V avec une source limitant le courant a été appliquée, afin de réduire les risques liés aux essais initiaux (Figure 1). Cette phase a notamment permis de valider le fonctionnement de la commande de déphasage et des consignes induites par la carte de contrôle.

Un défi notable a été rencontré lors de l'analyse du code fourni avec le design de référence. Une phase de rétro-ingénierie a été nécessaire pour adapter ce code à l'architecture spécifique du système développé. Une fois cette étape importante franchie, le circuit a présenté un comportement conforme aux attentes.

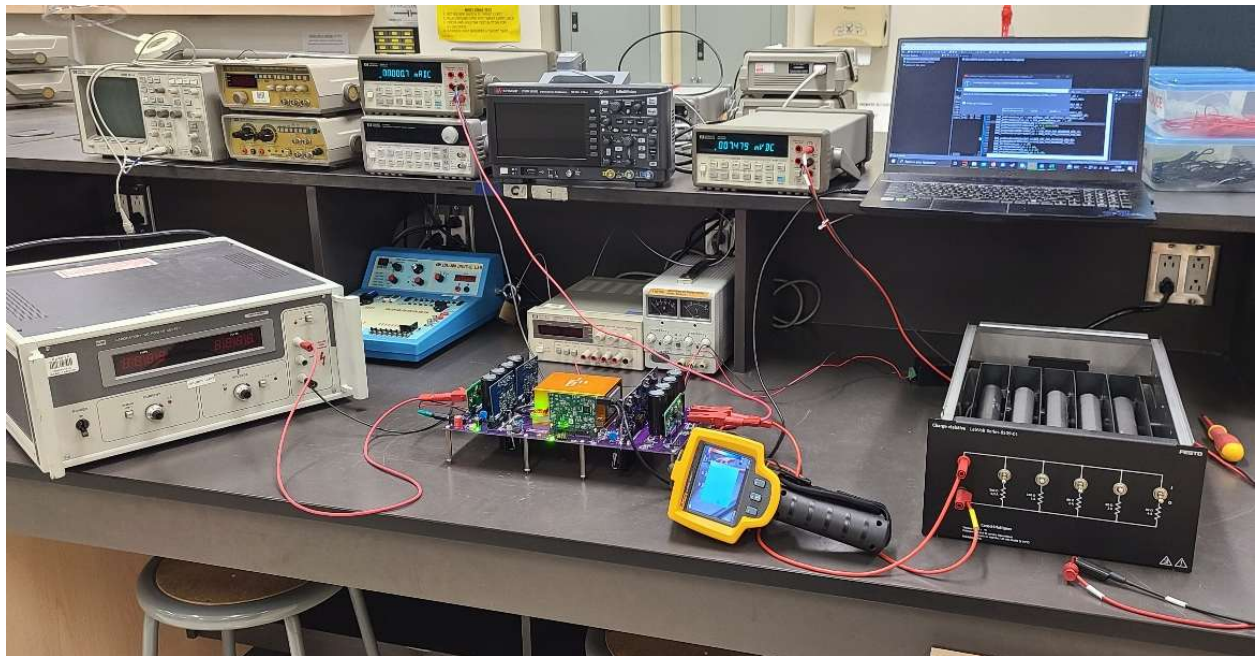


Figure A.11. Environnement de test basse tension, faible puissance avec une source de tension limitant le courant

4. Tests en boucle ouverte et à pleine charge

Les essais se sont poursuivis en augmentant progressivement la tension et la puissance, conformément et à des incréments de 25 V (Figure 2). Le système s'est comporté normalement jusqu'à environ 150 V, où une défaillance s'est produite. Celle-ci a été causée par un mauvais choix d'isolant diélectrique entre les transistors et les dissipateurs de chaleur par *Texas Instruments*. Ils furent remplacés par un isolant adéquat. L'incident a entraîné la défaillance d'un seul transistor (Figure 3).



Figure A.12. Environnement de test haute tension, haute puissance avec une source de tension avec limitant de tension et de courant



Figure A.13. Défaillance causée par un choix non adapté de composant lors de la conception

5. Tests en boucle ouverte à puissance élevée et surveillance thermique

Une fois la défaillance du composant corrigée et les protections revues, les essais ont repris en boucle ouverte, cette fois avec une montée progressive vers des puissances plus élevées. L'objectif de cette phase était de valider le comportement du convertisseur DAB à pleine charge sans intervention du contrôle en temps réel.

Pour surveiller en temps réel l'évolution thermique du système, une caméra infrarouge a été utilisée (Figure 4). Celle-ci a permis d'identifier rapidement les zones sujettes à des échauffements excessifs, en particulier au niveau des transistors de puissance et du transformateur haute fréquence. Cette étape s'est avérée essentielle pour détecter les possibles défauts de conceptions, de fabrications ou de commandes.

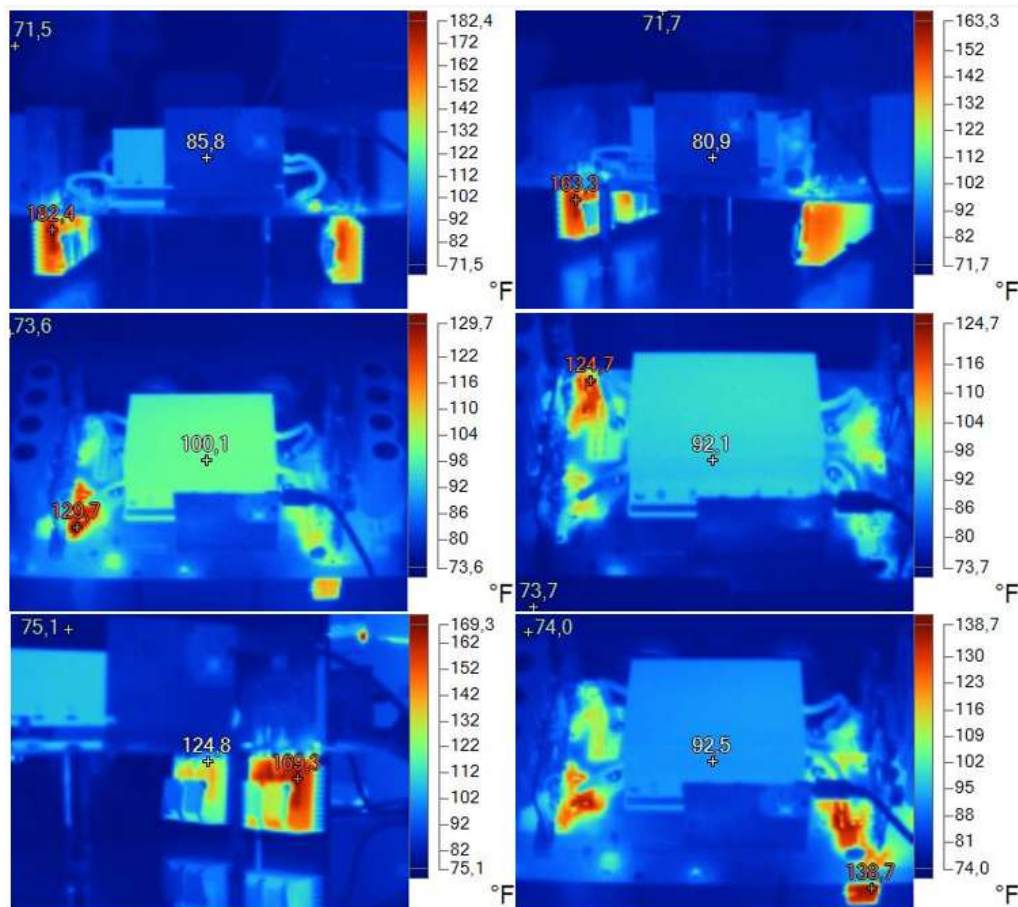


Figure A.14. Différentes photos de l'échauffement prises au courant des tests, afin de détecter les possibles défauts et de s'assurer du fonctionnement sécuritaire du circuit durant les tests.

Durant ces essais, les paramètres clés, tels que les tensions d'entrée/sortie, les courants, les signaux de commande et la température de surface des composants ont été enregistrés simultanément. Aucun point chaud critique n'a été détecté, confirmant la bonne conception thermique du circuit imprimé et l'efficacité du refroidissement. Nous avons donc mené des tests jusqu'à une tension maximale de sortie de 500 V et une puissance de 7.6 kW. Il faut noter que cette limitation était imposée par notre charge résistive de dissipation, dont les valeurs possibles de résistance et de tension à supporter sont limitées et prédéfinies.

6. Fermeture de la boucle de contrôle

Après validation du bon comportement du système en boucle ouverte, la boucle de commande a été fermée afin de simuler le fonctionnement réel du contrôleur et ensuite d'un module solaire émulé. L'algorithme de contrôle utilise le déphasage entre les deux ponts pour contrôler la tension de sortie et utilise l'équation du modèle PV développé pour émuler la courbe courant-tension d'un module solaire.

Cette phase a nécessité différents tests afin d'assurer la stabilité de la boucle fermée. Des tests à différentes charges ont permis de vérifier la capacité du système à réagir à des variations rapides de tension ou de courant tout en maintenant un comportement conforme à celui d'un module solaire. Les réponses aux variations sont observées à l'aide d'un oscilloscope, comme le montrent les Figures A.15 et A.16. Il est possible de voir la réponse du courant en bleu et de la tension en jaune à des variations drastiques de charges en boucle fermée. L'objectif est de tester la stabilité de la boucle de contrôle et d'évaluer la réponse (oscillation, temps de stabilisation) du système à une perturbation de charges.

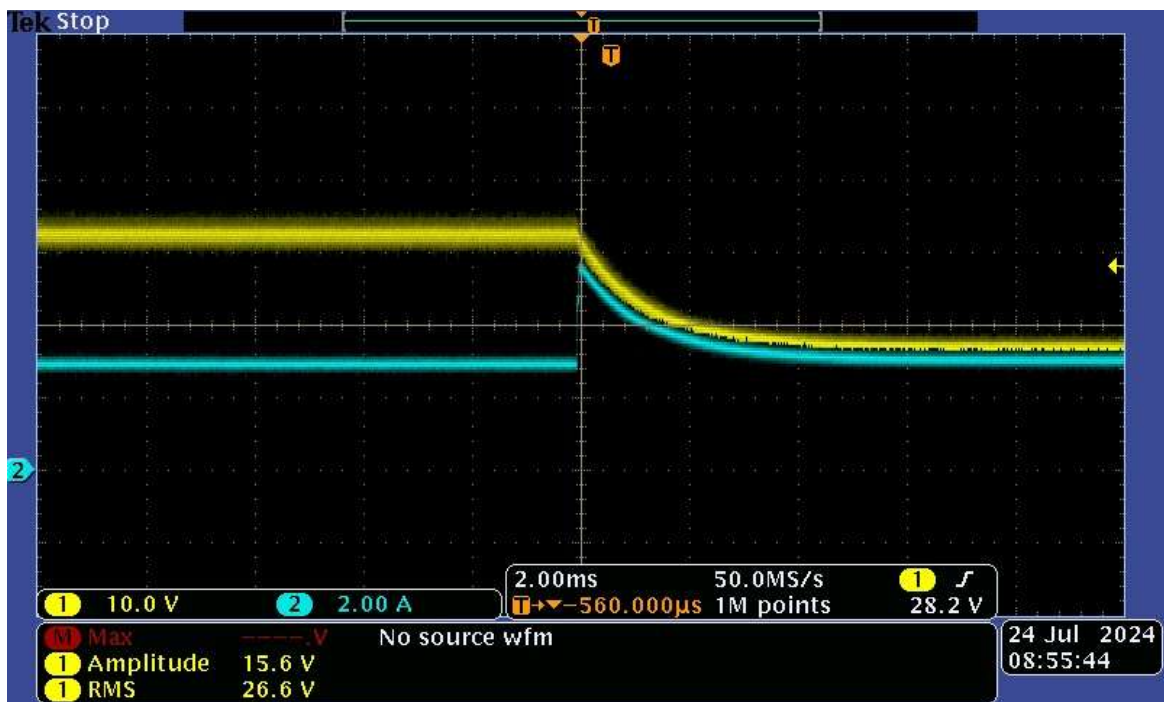


Figure A.15. Étude de la réponse en sortie du convertisseur en boucle fermée face à une diminution importante de la charge

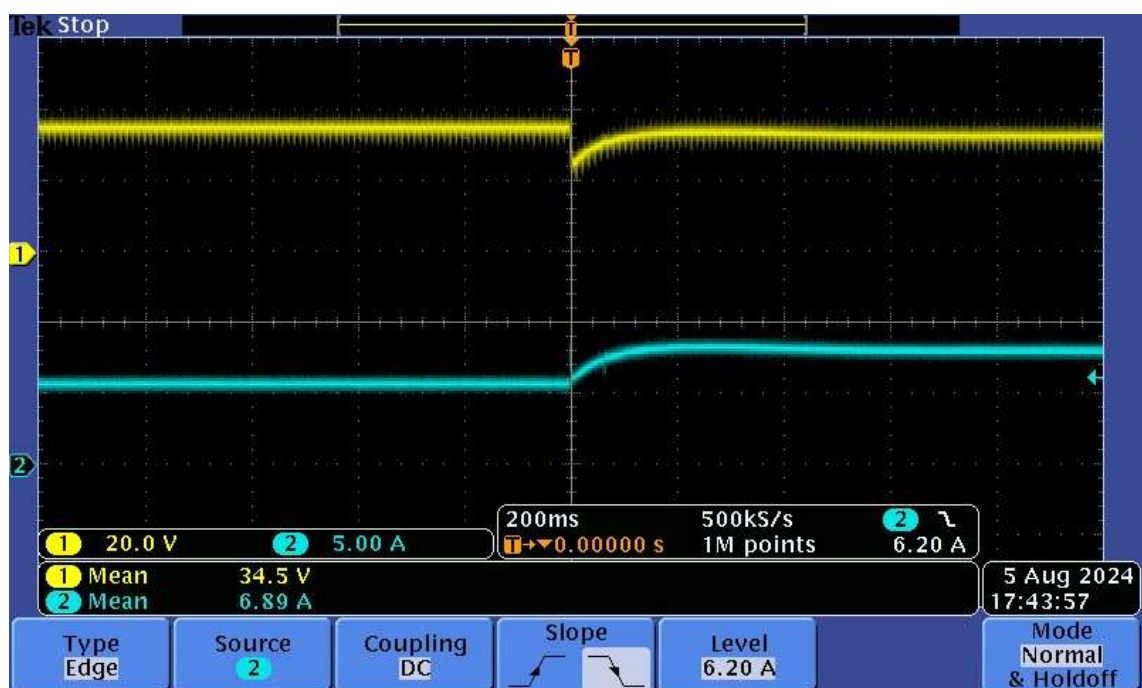


Figure A.16. Étude de la réponse en sortie du convertisseur en boucle fermée face à une augmentation importante de charge

ANNEXE B : LISTE DE MATÉRIEL POUR LE SUPPORT PHYSIQUE

Tableau B.1

Liste de matériel pour les deux (2) cartes de mesures haute tension

Index	Manufacturer Name	Description	QTY	Digi-Key Part Number 1	Unit Price	Price	Customer Reference
1	KYOCERA AVX	CAP TANT 10UF 20% 10V 1206	4	478-1657-1-ND	0.49000	\$1.96	C1
2	Würth Elektronik	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	20	732-8013-1-ND	0.07800	\$1.56	C2, C4, C5, C6, C8, C9, C11, C23
3	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 10UF 50V X7R 1210	10	1276-3388-1-ND	0.43600	\$4.36	C3, C7, C10, C13
4	Murata Electronics	CAP CER 4.7UF 50V X5R 0805	6	490-10751-1-ND	0.29000	\$1.74	C12, C16
5	Würth Elektronik	CAP CER 10000PF 16V X7R 0603	10	732-7959-1-ND	0.03200	\$0.32	C14, C19, C20, C22
6	KEMET	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	10	399-C0603C104K5RACTUCT-ND	0.02400	\$0.24	C15, C17, C18, C21
7	STMicroelectronics	DIODE SCHOTTKY 20V 500MA SOD123	6	497-3205-1-ND	0.30000	\$1.80	D1, D2
8	Würth Elektronik	LED GREEN DIFFUSED 0603 SMD	4	732-12017-1-ND	0.28000	\$1.12	D3
9	Diodes Incorporated	DIODE ZENER 5.6V 500MW SOD123	4	MMSZ5232B-FDICT-ND	0.15000	\$0.60	D4
10	Bourns Inc.	TVS DIODE 3.3VWM 10.9VC SOD323	4	CDSOD323-T03SCCT-ND	1.06000	\$4.24	D5
11	Sullins Connector Solutions	CONN HEADER R/A 2POS 2.54MM	5	S1321E-02-ND	0.84000	\$4.20	DC-1, DC+1
12	Würth Elektronik	CONN HEADER R/A 4POS 2.54MM	3	732-5337-ND	0.55000	\$1.65	J1
13	Würth Elektronik	FERRITE BEAD 1 KOHM 0603 1LN	4	732-4670-1-ND	0.26000	\$1.04	L1
14	Würth Elektronik	FERRITE BEAD 26 OHM 0603 1LN	4	732-6117-1-ND	0.44000	\$1.76	L2
15	Panasonic Electronic Compone	RES SMD 0 OHM JUMPER 1/10W 0603	25	P0.0GCT-ND	0.02640	\$0.66	R1, R2, R4, R7, R9, R17, R26
16	YAGEO	RES 47K OHM 5% 1/10W 0603	5	311-47KGRCT-ND	0.16000	\$0.80	R3, R8-NP
17	YAGEO	RES 2.2K OHM 1% 1/10W 0603	4	311-2.20KHRCT-ND	0.16000	\$0.64	R5
18	Stackpole Electronics Inc	RES 0 OHM JUMPER 1/16W 0402	4	RMCF0402ZTOR00CT-ND	0.16000	\$0.64	R6
19	YAGEO	RES 330 OHM 5% 1/10W 0603	4	311-330GRCT-ND	0.16000	\$0.64	R10
20	Vishay Dale	RES SMD 332K OHM 1% 1/5W 0402	18	541-RCS0402332KFEDCT-ND	0.09400	\$1.69	R11, R12, R13, R14, R15, R16
21	YAGEO	RES 15K OHM 1% 1/10W 0603	6	311-15.0KHRCT-ND	0.16000	\$0.96	R18, R29
22	Stackpole Electronics Inc	RES 39 OHM 5% 1/10W 0603	6	RMCF0603JT39R0CT-ND	0.16000	\$0.96	R19, R27
23	YAGEO	RES 4.7K OHM 1% 1/10W 0603	10	311-4.70KHRCT-ND	0.01500	\$0.15	R20, R21, R24, R25
24	Vishay Dale	RES SMD 5.76K OHM 1% 1/2W 0805	4	541-5.76KTCT-ND	0.32000	\$1.28	R22
25	YAGEO	RES 100 OHM 1% 1/10W 0603	4	311-100HRCT-ND	0.16000	\$0.64	R23
26	Würth Elektronik	XFMR FWD P-P DC/DC CONV 340UH SM	4	1297-1105-1-ND	6.32000	\$25.28	T1
27	Texas Instruments	IC PWR SWITCH P-CHAN 1:1 SC70-5	4	296-25218-1-ND	1.51000	\$6.04	U1
28	Texas Instruments	IC TRANSFORMER DRIVER 6SOT-23	4	296-47311-1-ND	3.69000	\$14.76	U2
29	Texas Instruments	IC REG LINEAR 3.3V 150MA SOT23-5	4	296-27946-1-ND	1.93000	\$7.72	U3
30	Texas Instruments	IC ISOLATION 8SOIC	4	296-50939-1-ND	7.76000	\$31.04	U4
31	Texas Instruments	IC CMOS 1 CIRCUIT SC70-5	4	296-53199-1-ND	0.87000	\$3.48	U5

Tableau B.2

Liste de matériel principale pour le convertisseur DC-DC de type 1p-DAB

Index	Manufacturer Name	Description	QTY	Digi-Key Part Number	Unit Price	Price	Customer Reference
1	Würth Elektronik	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	4	732-8013-1-ND	0.15000	\$0.60	C1, C2
2	KYOCERA AVX	CAP CER 0.1UF 16V X7R 0402	5	478-KGM05AR71C104KHCT-ND	0.12000	\$0.60	C5, C125, C129
3	Rubycon	CAP ALUM 470UF 20% 450V SNAP TH	12	1189-3473-ND	12.18200	\$146.18	C3, C4, C14, C15, C6, C7, C17, C18
4	Knowles Syfer	CAP CER 0.1UF 1KV X7R 1812	10	1608-1422-1-ND	2.83400	\$28.34	C9, C10, C11, C12, C16, C130, C131, C132
5	Taiyo Yuden	CAP CER 22UF 6.3V X5R 0805	2	587-1305-1-ND	0.32000	\$0.64	C13
6	TDK Corporation	CAP CER 2200PF 3KV RADIAL	3	445-CK45-B3FD222KYVNACT-ND	1.11000	\$3.33	C33, C133, C134
7	KEMET	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0603	4	399-C0603C104K3RAC7082CT-ND	0.15000	\$0.60	C52, C135
8	YAGEO	CAP CER 3900PF 25V X7R 0603	4	311-4085-1-ND	0.15000	\$0.60	C57, C141
9	Würth Elektronik	CAP ALUM 220UF 20% 50V RADIAL TH	1	732-9057-1-ND	0.81000	\$0.81	C58
10	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 10UF 25V X7R 1206	4	1276-1804-1-ND	0.23000	\$0.92	C59, C61
11	KEMET	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0603	12	399-C0603X104K3RACTUCT-ND	0.15200	\$1.82	C60,C81C85,C90,C91,C98,C103,C107,C108,C112
12	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 0.47UF 6.3V X5R 0402	2	1276-1479-1-ND	0.15000	\$0.30	C62
13	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 2.2UF 25V X5R 0805	2	1276-1763-1-ND	0.17000	\$0.34	C63
14	Würth Elektronik	CAP ALUM POLY 33UF 20% 20V SMD	3	732-6430-1-ND	0.99000	\$2.97	C64,C65
15	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 4.7UF 100V X7S 1210	2	1276-CL32Y475KCIVPJECT-ND	1.63000	\$3.26	C66
16	Murata Electronics	CAP CER 0.047UF 100V X7R 0805	2	490-3325-1-ND	0.23000	\$0.46	C67
17	Murata Electronics	CAP CER 0.47UF 50V X5R 0603	2	490-11994-1-ND	0.33000	\$0.66	C68
18	Murata Electronics	CAP CER 4.7UF 50V X5R 0805	2	490-10751-1-ND	0.29000	\$0.58	C69
19	Vishay Beyschlag/Draloric/BC	CAP ALUMHYB 100UF 20% 25V SMD	2	56-MAL218297603E3CT-ND	3.88000	\$7.76	C74
20	Samsung Electro-Mechanics	CAP CER 22UF 25V X5R 1210	4	1276-1101-1-ND	0.73000	\$2.92	C75, C76
21	KEMET	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	5	399-6856-1-ND	0.17000	\$0.85	C77, C114, C117
22	TDK Corporation	CAP CER 47UF 25V X5R RADIAL	1	445-173152-1-ND	1.81000	\$1.81	C78
23	Murata Electronics	CAP CER 3300PF 50V COG/NP0 0603	4	490-6385-1-ND	0.15000	\$0.60	C79, C96
24	KEMET	CAP CER 0.082UF 50V X7R 0603	5	399-C0603C823K5RACTUCT-ND	0.53000	\$2.65	C80, C97, C124
25	Vishay Vitramon	CAP CER 1000PF 50V X7R 0603	10	720-VJ0603Y102JXACW18CCT-ND	0.09400	\$0.94	C82, C88, C92, C93, C100, C105, C109, C110
26	KYOCERA AVX	CAP CER 330PF 50V COG/NP0 0603	6	478-KGM15ACG1H331JTCT-ND	0.17000	\$1.02	C83, C86, C101, C104
27	TDK Corporation	CAP CER 1UF 25V X7R 0603	6	445-173615-1-ND	0.36000	\$2.16	C84, C89, C102, C106
28	TDK Corporation	CAP CER 0.1UF 25V X7R 0603	10	445-5667-1-ND	0.05900	\$0.59	C87, C95, C99, C111, C118
29	KEMET	CAP CER 680PF 50V X7R 0603	2	399-C0603C681K5RACTUCT-ND	0.15000	\$0.30	C94
30	KEMET	CAP CER 10000PF 50V X7R 0603	2	399-C0603X103K5RACTUCT-ND	0.52000	\$1.04	C113
31	KEMET	CAP CER 1000PF 50V X7R 0603	2	399-C0603C102K5RACTUCT-ND	0.12000	\$0.24	C115
32	TDK Corporation	CAP CER 1UF 25V X7R 0603	2	445-6931-1-ND	0.24000	\$0.48	C116
33	Murata Electronics	CAP CER 2.2PF 50V COG/NP0 0402	2	490-6227-1-ND	0.15000	\$0.30	C119
34	TDK Corporation	CAP CER 0.1UF 50V NP0 1206	2	445-14655-1-ND	0.97000	\$1.94	C120
35	KYOCERA AVX	CAP CER 1000PF 50V X7R 1206	4	478-KGM318R71H102KTCT-ND	0.32000	\$1.28	C121,C122
36	KYOCERA AVX	CAP CER 1UF 25V X7R 1206	2	478-KGM31HR71E105KUCT-ND	0.46000	\$0.92	C123
37	TDK Corporation	CAP CER 2200PF 50V X7R 0402	2	445-5606-1-ND	0.15000	\$0.30	C126
38	KYOCERA AVX	CAP CER 3.3PF 50V COG/NP0 0603	4	478-KGM15ACG1H3R3CT-ND	0.21000	\$0.84	C127,C128
39	Würth Elektronik	LED GREEN DIFFUSED 0603 SMD	5	732-12017-1-ND	0.28000	\$1.40	D1,D2,D4
40	Keystone Electronics	MACH SCREW PAN PHILLIPS #6-32	10	36-9904-ND	0.17800	\$1.78	H1, H2, H3, H4, H13, H14, H15, H16
41	Keystone Electronics	HEX STANDOFF #6-32 ALUM 1-3/4"	10	36-8424-ND	1.66100	\$16.61	H5, H6, H7, H8, H17, H18, H19, H20
42	Wakefield-Vette	HEATSINK 18X50MM TO-247 TO-264	4	345-1486-ND	11.55000	\$46.20	H9, H10, H11, H12
43	Würth Elektronik	TERM REDCUBE M3 4PIN PCB	4	732-74650073RCT-ND	5.33000	\$21.32	J1, J2, J3, J4
44	Samtec Inc.	CONN EDGE DUAL FML 120POS 0.031	1	SAM9083-ND	8.53000	\$8.53	J5
45	TE Connectivity AMP Connecto	CONN HEADER VERT 3POS 2.54MM	5	5-146280-3-ND	0.84000	\$4.20	J6, J7, J8
46	Samtec Inc.	CONN HEADER VERT 5POS 2.54MM	2	SAM1111-05-ND	2.87000	\$5.74	J9
47	Sullins Connector Solutions	CONN HDR 2POS 0.1 TIN PCB	14	S7000-ND	0.33600	\$4.70	J10,J11,J13,J15,J17,J18,J21,J22,J23,J27,J28,J29
48	Sullins Connector Solutions	CONN HDR 10POS 0.1 TIN PCB	5	S6105-ND	0.99000	\$4.95	J12, J16, J19, J20
49	Samtec Inc.	CONN EDGE DUAL FEMALE 60POS 0.031	1	SAM9080-ND	3.24000	\$3.24	J14
50	Samtec Inc.	CONN RCPT 2POS 0.1 TIN PCB	5	SAM1213-02-ND	0.76000	\$3.80	J24, J25, J31, J32
51	Sullins Connector Solutions	CONN HDR 4POS 0.1 TIN PCB	3	S7002-ND	0.61000	\$1.83	J26, J30
52	Same Sky (Formerly CUI Device	CONN PWR JACK 2X5.5MM SOLDER	1	CP-002AHPJCT-ND	1.78000	\$1.78	J33
53	Würth Elektronik	CONN HEADER VERT 2POS 2.54MM	1	732-5315-ND	0.18000	\$0.18	J34
54	Samtec Inc.	CONN HEADER VERT 2POS	2	SAM1034-01-ND	0.56000	\$1.12	J37,J38
55	Würth Elektronik	FIXED IND 22UH 5.3A 28 MOHM SMD	1	732-1243-1-ND	3.74000	\$3.74	L2

56	Würth Elektronik	FERRITE BEAD 110 OHM 1206 1LN	2	732-6130-1-ND	0.68000	\$1.36	L4
57	Würth Elektronik	FERRITE BEAD 26 OHM 0603 1LN	6	732-6117-1-ND	0.44000	\$2.64	L5, L6, L7, L8, L9
58	Texas Instruments	MOSFET N-CH 60V 13A/50A 8VSON	4	296-35583-1-ND	2.05000	\$8.20	Q9,Q10
59	Vishay Dale	RES SMD 1M OHM 1% 3/4W 2010	20	541-1.0MACCT-ND	0.19300	\$3.86	R1,R2,R4,R5,R8,R15,R19,R20,R24,R26,R31,R32,R36
60	YAGEO	RES 0 OHM JUMPER 1/10W 0603	25	311-0.0HRCT-ND	0.01440	\$0.36	R3, R10, R11, R12, R52, R54
61	YAGEO	RES 10 OHM 1% 1/10W 0603	10	311-10.0HRCT-ND	0.03200	\$0.32	R9,R29
62	Panasonic Electronic Component	RES SMD 0 OHM JUMPER 1/10W 0603	2	P0.0GCT-ND	0.16000	\$0.32	R13,R30
63	Panasonic Electronic Component	RES SMD 10K OHM 1% 1/10W 0603	14	P10.0KHCT-ND	0.05700	\$0.80	R18, R21, R23, R27, R28, R33,R34, R35, R39, R40
64	Stackpole Electronics Inc	RES 0.003 OHM 1% 3W 3637	2	738-CSSK3637FT3L00CT-ND	3.13000	\$6.26	R41*2
65	Stackpole Electronics Inc	RES 0.003 OHM 1% 3W 3637	2	738-CSSK3637FT3L00CT-ND	3.13000	\$6.26	R42*2
66	Stackpole Electronics Inc	RES 0 OHM JUMPER 1/10W 0603	1	RMCF0603ZT0R00CT-ND	0.16000	\$0.16	R43
67	YAGEO	RES SMD 200 OHM 0.1% 1/10W 0603	3	YAG1579CT-ND	0.23000	\$0.69	R44,R46
68	YAGEO	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/10W 0603	2	YAG1236CT-ND	0.19000	\$0.38	R45,R47
69	Stackpole Electronics Inc	RES 0.001 OHM 1% 3W 3637	1	738-CSSK3637FT1L00CT-ND	3.13000	\$3.13	R48
70	Vishay Dale	RES SMD 20K OHM 1% 1/2W 0805	3	541-20.0KTCT-ND	0.29000	\$0.87	R49,R50
71	Panasonic Electronic Component	RES SMD 68 OHM 5% 1/10W 0603	3	P68GCT-ND	0.16000	\$0.48	R51,R53
72	Stackpole Electronics Inc	RES 62 OHM 1% 1/10W 0603	2	RMCF0603FT62R0CT-ND	0.16000	\$0.32	R57
73	YAGEO	RES 820 OHM 1% 1/10W 0603	2	311-820HRCT-ND	0.16000	\$0.32	R58
74	YAGEO	RES 100K OHM 1% 1/16W 0402	2	13-AC0402FR-13100KLCT-ND	0.16000	\$0.32	R59
75	Stackpole Electronics Inc	RES 9.09K OHM 1% 1/16W 0402	2	RMCF0402FT9K09CT-ND	0.16000	\$0.32	R60
76	Panasonic Electronic Component	RES SMD 150 OHM 1% 1/10W 0603	2	P150HCT-ND	0.16000	\$0.32	R65
77	Vishay Dale	RES SMD 63.4K OHM 1% 1/10W 0603	2	541-63.4KHCT-ND	0.16000	\$0.32	R66
78	Panasonic Electronic Component	RES SMD 196 OHM 1% 1/10W 0603	2	P196HCT-ND	0.16000	\$0.32	R67
79	Susumu	RES SMD 8.06KOHM 0.1% 1/10W 0603	5	RG16P8.06KBCT-ND	0.21000	\$1.05	R68, R76, R80, R90
80	YAGEO	RES 49.9 OHM 1% 1/10W 0603	10	311-49.9HRCT-ND	0.01500	\$0.15	R69, R73, R82, R86, R103, R104
81	TE Connectivity Passive Product	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/6W 0603	5	A110204CT-ND	0.49000	\$2.45	R70, R74, R83, R87
82	Bourns Inc.	RES SMD 10 OHM 0.1% 1/10W 0603	10	CRT0603-BY-10R0ELFCT-ND	0.22500	\$2.25	R71, R75, R84, R89, R98, R99
83	Stackpole Electronics Inc	RES 68.1 OHM 1% 1/10W 0603	10	RMCF0603FT68R1CT-ND	0.03200	\$0.32	R72, R85, R94
84	YAGEO	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/10W 0603	10	YAG1236CT-ND	0.17300	\$1.73	R77, R78, R79, R81, R88, R91, R93
85	Panasonic Electronic Component	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/5W 0603	3	P20086CT-ND	0.26000	\$0.78	R92,R95
86	YAGEO	RES 47K OHM 1% 1/10W 0603	2	311-47.0KHCT-ND	0.16000	\$0.32	R96
87	Stackpole Electronics Inc	RES 3.65K OHM 1% 1/16W 0402	2	RMCF0402FT3K65CT-ND	0.16000	\$0.32	R97
88	Vishay Dale	RES SMD 10K OHM 1% 1/16W 0402	10	541-10.0KLCT-ND	0.05000	\$0.50	R100, R105
89	Stackpole Electronics Inc	RES 1K OHM 1% 1/16W 0402	10	RMCF0402FT1K00CT-ND	0.03100	\$0.31	R101, R102
90	Vishay Dale	RES 10K OHM 1% 1/10W 0603	3	541-1784-1-ND	0.18000	\$0.54	R106, R107
91	Keystone Electronics	PC TEST POINT MINIATURE ORANGE	6	36-5003-ND	0.59000	\$3.54	TP1, TP2, TP3, TP4, TP5
92	Keystone Electronics	PC TEST POINT MINIATURE	4	36-5015CT-ND	0.70000	\$2.80	TP6, TP7
93	Texas Instruments	IC BUF NON-INVERT 3.6V 14TSSOP	4	296-8458-1-ND	0.41000	\$1.64	U1, U2
94	Allegro MicroSystems	SENSOR CURRENT HALL 65A 16SOIC	2	620-1990-1-ND	6.87000	\$13.74	U3, U4
95	Texas Instruments	IC REG LINEAR 3.3V 1A SOT-223-4	2	296-28778-1-ND	0.36000	\$0.72	U5
96	Texas Instruments	IC REG BUCK ADJ 3.5A 30WQFN	2	296-49740-1-ND	7.66000	\$15.32	U6
97	Texas Instruments	DC DC CONVERTER 0.6-5.5V 39W	2	296-37921-1-ND	19.99000	\$39.98	U8
98	Texas Instruments	50-MV INPUT, PRECISION REINFORCE	3	296-AMC3302DWERCT-ND	9.70000	\$29.10	U9,U13
99	Texas Instruments	IC OPAMP GP 1 CIRCUIT SOT23-5	5	296-29480-1-ND	3.63000	\$18.15	U10, U14, U18
100	Texas Instruments	SENSOR ANALOG -40C-150C SC70-5	2				U11
101	Texas Instruments	SENSOR ANALOG -50C-150C TO92-3	2	296-43927-1-ND	0.91000	\$1.82	U12
102	Texas Instruments	SENSOR ANALOG -50C-150C SC70	2	296-40298-1-ND	0.91000	\$1.82	U15
103	Texas Instruments	HIGH-PRECISION, 50-MV INPUT, REI	2	296-AMC3306M05DWERCT-ND	16.83000	\$33.66	U16
104	Texas Instruments	IC OPAMP VFB 1 CIRCUIT SOT23-5	2	LMV116MF/NOPBCT-ND	4.12000	\$8.24	U17
105	Wakefield-Vette	UNIVERSAL TO-STYLE HEATSINK CLIP	8	345-1493-ND	2.85000	\$22.80	H9,H10,H11,H12
106	TDK Corporation	CAP CER 0.47UF 630V X7T 2220	30	445-13164-1-ND	3.28900	\$98.67	C19 à C51
107	Knowles Syfer	CAP CER 0.1UF 1KV X7R 1812	10	1608-1422-1-ND	2.83400	\$28.34	C47,C53,C42,C56,C43,C44,C54,C55
108	KOA Speer Electronics, Inc.	RES 7.06K OHM 0.05% 1/8W 0805	2	2019-RN73R2ATTD7061A05CT-ND	1.80000	\$3.60	R55,R56
109	Keystone Electronics	HEX NUT 5/16" STEEL #6-32	25	36-9602-ND	0.07360	\$1.84	
110	Rubycon	CAP ALUM 220UF 20% 450V SNAP TH	1	1189-2033-ND	9.09000	\$9.09	

Tableau B.3

Liste de matériel pour les quatre (4) cartes de commande rapprochée

Index	Manufacturer Name	Description	QTY	Digi-Key Part Number	Unit Price	Price	Customer Reference
1	TDK Corporation	CAP CER 0.1UF 50V X7R 0603	100	445-1314-1-ND	0.05060	\$5.06	C1,2,5,C6,9,10,12,15,19,2 2,24,27,32,34,37,autres
2	TDK Corporation	CAP CER 4.7UF 35V X5R 0603	55	445-9064-1-ND	0.25200	\$13.86	C3, C4, C17,C18,C23,C26,C36,C40 , C44,C45,C51,C52
3	Murata Electronics	CAP CER 10UF 10V X5R 0603	20	490-10475-1-ND	0.10300	\$2.06	C7, C8, C20, C21
4	Würth Elektronik	CAP CER 470PF 50V X7R 0603	10	732-7999-1-ND	0.03300	\$0.33	C11, C46
5	KEMET	CAP CER 100PF 50V COG/NPO 0805	10	399-C0805C101K5GACTUCT-ND	0.06800	\$0.68	C13, C47
6	Murata Electronics	CAP CER 27PF 50V COG/NPO 0603	10	490-1413-1-ND	0.10000	\$1.00	C14, C48
7	Murata Electronics	CAP CER 100PF 100V COG/NPO 0603	10	490-4771-1-ND	0.05300	\$0.53	C16, C50
8	KYOCERA AVX	CAP CER 10000PF 100V X7R 0603	20	478-KGM15AR72A103MTCT-ND	0.19300	\$3.86	C25, C28, C35, C39
9	KYOCERA AVX	CAP CER 100PF 50V COG/NPO 0603	10	478-KGM15ACG1H101JTCT-ND	0.07400	\$0.74	C29, C30
10	KYOCERA AVX	CAP CER 2200PF 50V X7R 0805	6	478-KGM21NR71H222KTCT-ND	0.20000	\$1.20	C31
11	Vishay General Semiconductor	DIODE ARRAY GP 70V 250MA SOT23-3	10				D1,D6 D2, D4, D5, D10, D12, D13
12	MCC (Micro Commercial Comp	DIODE STANDARD 75V 150MA SOD523	30	1N4148XTPMSCT-ND	0.14600	\$4.38	D3, D11
13	Vishay General Semiconductor	DIODE AVALANCHE 1300V 1A DO214AC	10	BYG23T-M3/CT-ND	0.45300	\$4.53	D7, D14
14	Vishay General Semiconductor	DIODE ZENER 5.1V 410MW SOD123	10	BZT52C5V1-HE3-08GICT-ND	0.21700	\$2.17	D8, D9
15	MCC (Micro Commercial Comp	DIODE SCHOTTKY 40V 3A DO214AC	10	SL34A-TPMSCT-ND	0.52900	\$5.29	D15
16	Würth Elektronik	LED GREEN DIFFUSED 0603 SMD	5	732-12017-1-ND	0.28000	\$1.40	DSAT,G2H_P,G2L_P, PWM2A,PWM2B,RST,S2H P,S2L_P
17	Keystone Electronics	PC TEST POINT MINIATURE RED	40	36-5000-ND	0.39880	\$15.95	GND
18	Keystone Electronics	PC TEST POINT MINIATURE BLACK	6	36-5001-ND	0.59000	\$3.54	J1, J3, J4
19	Sullins Connector Solutions	CONN HEADER R/A 2POS 2.54MM	15	S1321E-02-ND	0.70500	\$10.58	J2
20	Sullins Connector Solutions	CONN HEADER R/A 10POS 2.54MM	5	S9177-ND	0.84000	\$4.20	Q1,Q7
21	Texas Instruments	MOSFET N-CH 30V 5A 6WSON	10	296-27233-1-ND	0.64900	\$6.49	Q3, Q4, Q5, Q9, Q10
22	Diodes Incorporated	TRANS NPN 40V 0.2A SOT-523	25	MMBT3904T-FDICT-ND	0.21500	\$5.38	R1, R36
23	Vishay Dale	RES SMD 27 OHM 1% 3/4W 1206	10	541-27.0UCT-ND	0.23300	\$2.33	R2, R18
24	Vishay Dale	RES SMD 4.7K OHM 5% 1/2W 0805	10	541-2866-1-ND	0.13800	\$1.38	R3, R7, R22, R27
25	YAGEO	RES SMD 3.01KOHM 0.5% 1/10W 0603	20	311-2560-1-ND	0.04500	\$0.90	R4, R8, R9, R13, R38, R41, R42, R45
26	Vishay Dale	RES SMD 1K OHM 5% 1/10W 0603	40	541-2213-1-ND	0.07600	\$3.04	R5, R11, R15, R17, R20, R39,R44,R47,R49,R51
27	Panasonic Electronic Compone	RES SMD 5.1K OHM 5% 1/10W 0603	50	P5.1KGCT-ND	0.03240	\$1.62	R6
28	Stackpole Electronics Inc	RES 62 OHM 1% 1/10W 0603	10	RMCF0603FT62R0CT-ND	0.03200	\$0.32	R10, R23
29	YAGEO	RES SMD 4.99KOHM 0.5% 1/10W 0603	10	311-2608-1-ND	0.04700	\$0.47	R12, R43
30	YAGEO	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/10W 0603	10	YAG1236CT-ND	0.17300	\$1.73	R14, R46
31	Panasonic Electronic Compone	RES SMD 2.2K OHM 5% 1/10W 0603	10	P2.2KGCT-ND	0.05300	\$0.53	R16, R48
32	YAGEO	RES 2K OHM 1% 1/10W 0603	10	311-2.00KHRCT-ND	0.01800	\$0.18	R19, R50
33	YAGEO	RES SMD 10K OHM 0.5% 1/10W 0603	10	YAG2318CT-ND	0.03900	\$0.39	R21, R52
34	Stackpole Electronics Inc	RES 15K OHM 5% 1/10W 0603	10	RMCF0603JT15K0CT-ND	0.03100	\$0.31	R24, R25, R53, R55
35	Vishay Beyschlag/Draloric/BC	RES 0 OHM JUMPER 1/10W 0603	20	749-1745-1-ND	0.11200	\$2.24	R26, R31
36	YAGEO	RES 5.11 OHM 1% 1/8W 0805	10	311-5.11CRCT-ND	0.04400	\$0.44	R28, R33
37	Bourns Inc.	RES 1 OHM 1% 1/4W 0805	10	CRS0805-FW-1R00ELFCT-ND	0.15100	\$1.51	R29
38	YAGEO	RES SMD 10K OHM 0.1% 1/10W 0603	6	YAG1236CT-ND	0.19000	\$1.14	R30, R34
39	Vishay Dale	RES SMD 10K OHM 5% 1/10W 0603	10	541-CRCW060310K0JNEBCT-ND	0.04700	\$0.47	T1,T2
40	Würth Elektronik	XFMR FWD P-P DC/DC CONV 50UH SMD	10	1297-1219-1-ND	5.68200	\$56.82	U1, U6
41	Texas Instruments	IC XFRMR DRVR NCH 350MA SOT23-5	12	296-36967-1-ND	2.38500	\$28.62	U2, U5, U7, U13
42	Texas Instruments	IC VREF SHUNT ADJ 0.5% SOT23-3	24	296-53243-1-ND	0.22800	\$5.47	U3, U11
43	Texas Instruments	DGTL ISOLTR 5KV 2CH GP 8-SOIC	12	296-50304-ND	4.06800	\$48.82	U4, U12
44	Texas Instruments	IC COMPARATOR 2 GEN PUR 8SOIC	12	LMV762MA/NOPB-ND	2.35200	\$28.22	U8
45	Texas Instruments	IC GATE DRVR HALF-BRIDGE 14SOIC	10	296-UCC21530QDWKRQ1CT-ND	7.29500	\$72.95	U9, U10
46	Texas Instruments	IC REG LINEAR 5V 150MA SOT-223-4	12	296-40985-1-ND	1.19100	\$14.29	U14
47	Texas Instruments	IC GATE OR 1CH 2-INP SC70-5	6	296-22350-1-ND	3.24000	\$19.44	

ANNEXE C : DÉVELOPPEMENTS MATHÉMATIQUES COMPLÉMENTAIRES

Cette annexe présente des dérivations mathématiques et des calculs complémentaires importants à l'article [36] concernant la modélisation et le dimensionnement des composants du convertisseur de type 1p-DAB. Toutes les équations présentées ont été validées par simulation dans le domaine temporel. Les équations (27), (28), (29) et (32) de l'article [36] sont développées plus en détail dans cette annexe.

On étudie ici le comportement du convertisseur de type 1p-DAB dont le circuit équivalent est présenté à la Figure . Les conventions de signes utilisées pour les tensions et les courants sont donnés sur la Figure .

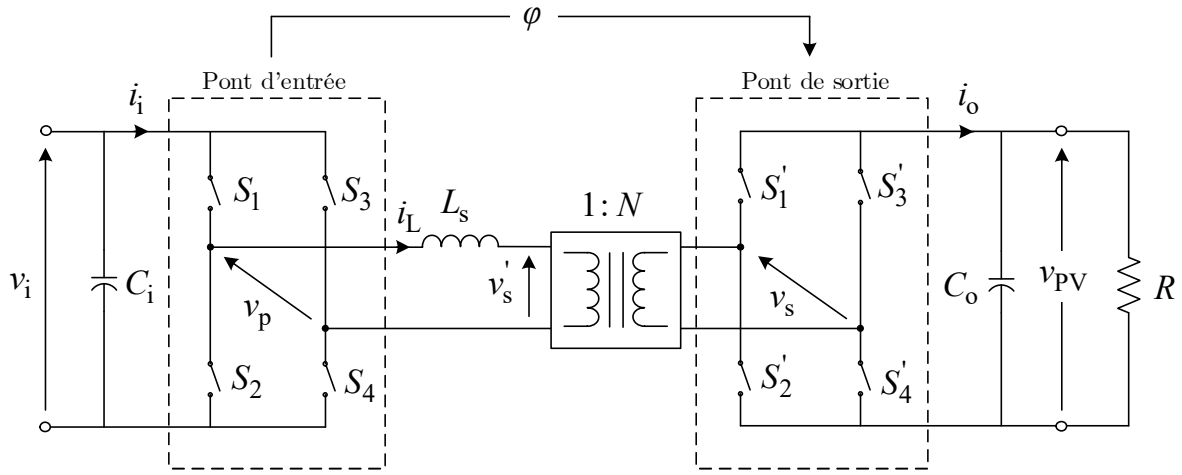


Figure C.1. Circuit équivalent simplifié du convertisseur 1p-DAB

On considère les hypothèses de travail suivantes :

- Les pertes, les condensateurs parasites des transistors de même que l'inductance de magnétisation du transformateur sont négligés.
- Le modulateur possède les caractéristiques suivantes (Figure (a)) :
 - Le contrôle est de type *single phase shift* (SPS), avec le déphasage ϕ étant la variable de contrôle pour réguler le 1p-DAB.
 - La fréquence de commutation $\omega_s = 2\pi f_s$ est fixe.
 - Le pont d'entrée est utilisé comme référence et le pont de sortie est déphasé d'un angle ϕ par rapport au pont d'entrée.
 - Le rapport cyclique des signaux de commande sur les transistors est de 50 %.

- Les signaux de commande appliqués aux deux transistors d'une même branche (ex. : S_1 et S_2) sont complémentaires (aucun temps mort). Par conséquent, si S_1 est fermé, alors S_2 est ouvert et vice-versa, comme montré sur la Figure (b).
- L'angle φ est assumé positif, ce qui signifie que le pont d'entrée est en avance sur le pont de sortie, donc que la puissance active est transférée du pont d'entrée vers le pont de sortie.
- On assume que les tensions d'entrée et de sortie sont constantes $v_i = V_i$ et $v_{pV} = V_{pV}$ en posant l'hypothèse de faible ondulation de la tension.

La Figure (c) montre les formes d'onde idéalisées du courant i_L circulant dans l'inductance L_s et des tensions v_p et v_s à ses bornes.

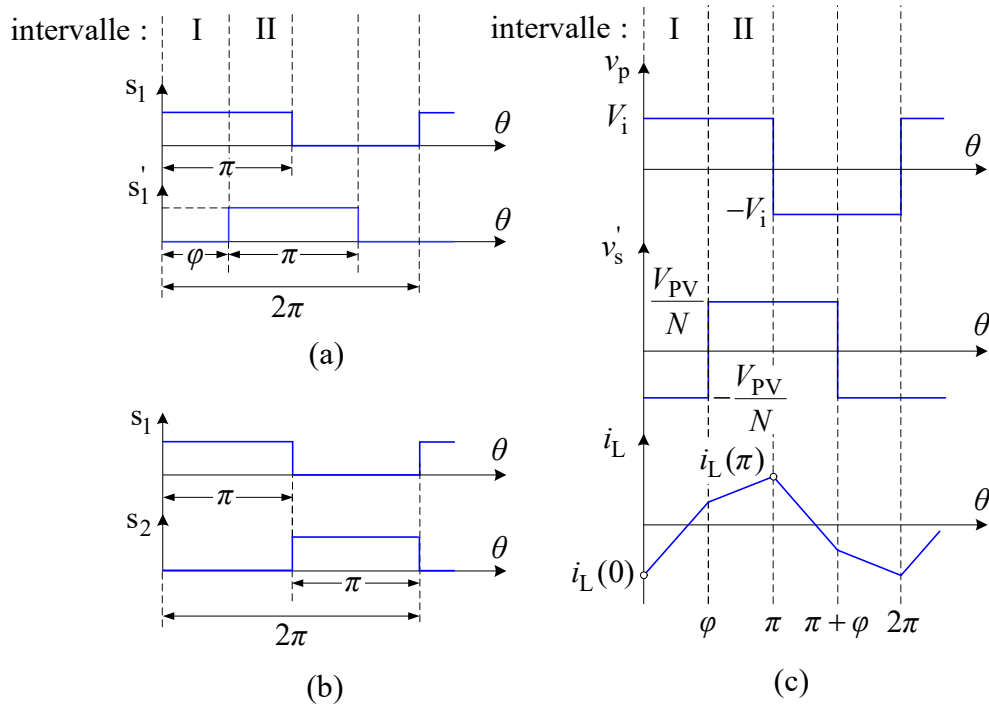


Figure C.2. Représentations simplifiées des signaux de commande et du courant circulant au primaire du transformateur (avec $\theta = \omega_s t$)

En raison de la symétrie entre les alternances positive et négative du courant i_L en régime permanent, le fonctionnement est divisé en deux intervalles, notés I et II.

L'état des interrupteurs pour chacun de ces intervalles est montré dans le tableau suivant (avec, 1 = Fermé et 0 = Ouvert) :

Intervalle	θ	S_1	S_4	S_1'	S_4'
I	$0 \leq \theta \leq \varphi$	1	1	0	0
II	$\varphi \leq \theta \leq \pi$	1	1	1	1

Développement de la caractéristique de transfert de puissance donnée à l'équation (27) de l'article au CHAPITRE 2 :

La démarche consiste premièrement à déterminer les expressions analytiques du courant $i_L(\theta)$ dans l'inductance L_s en régime permanent sur chaque intervalle en utilisant les variables et les paramètres V_i , V_{PV} , N , ω_s , L_s , φ , $i_L(0)$ et $i_L(\pi)$. Ensuite, en assumant que $i_L(\pi) = -i_L(0)$ en régime permanent et en calculant la valeur moyenne du courant de sortie I_o , on peut dériver la relation entre la puissance de sortie P_{PV} et le déphasage φ .

L'équation différentielle du courant dans l'inductance s'exprime premièrement comme suit :

$$\Delta v_L = v_p - v_s' = L_s \frac{di_L}{dt} \quad (C1)$$

Intervalle I :

Pour cet intervalle, on a $v_p = V_i$ et $v_s' = -\frac{V_{PV}}{N}$, d'où :

$$V_i + \frac{V_{PV}}{N} = L_s \frac{di_L}{dt} \quad (C2)$$

On isole ensuite i_L en intégrant de 0 à t de chaque côté et en posant que $t = \frac{\theta}{\omega_s}$:

$$i_L = \frac{1}{L_s} \int_0^t \left(V_i + \frac{V_{PV}}{N} \right) \cdot dt \quad (C3)$$

$$i_L(t) = \frac{V_i + \frac{V_{PV}}{N}}{L_s} \cdot t + i_L(0) \quad (C4)$$

$$i_L(\theta) = \frac{V_i + \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} \cdot \theta + i_L(0) \quad (C5)$$

Intervalle II :

Pour cet intervalle, on a $v_p = V_i$ et $v_s' = \frac{V_{PV}}{N}$.

En appliquant une procédure équivalente à celle utilisée pour l'intervalle I, on obtient :

$$V_i - \frac{V_{PV}}{N} = L_s \frac{di_L}{dt} \quad (C6)$$

$$i_L(\theta) = \frac{1}{\omega_s L_s} \int_{\varphi}^{\theta} \left(V_i - \frac{V_{PV}}{N} \right) \cdot d\theta \quad (C7)$$

$$i_L(\theta) = \left(\frac{V_i - \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} \right) (\theta - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (C8)$$

Calcul du courant initial :

Le courant initial est ensuite calculé en posant l'hypothèse que le courant de l'inductance est symétrique en régime permanent, soit que $i_L(\pi) = -i_L(0)$. De l'équation (C8), on peut ainsi dire que :

$$-i_L(0) = i_L(\pi) = \frac{V_i - \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} (\pi - \varphi) + i_L(\varphi) \quad (C9)$$

En posant que $\theta = \varphi$, dans l'équation (C5), on peut alors remplacer l'expression de $i_L(\varphi)$ dans l'équation (C9). On obtient :

$$-i_L(0) = i_L(\pi) = \left(\frac{V_i - \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} \right) (\pi - \varphi) + \left(\frac{V_i + \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} \right) \varphi + i_L(0) \quad (C10)$$

On développe puis on isole $i_L(0)$, ce qui permet de définir l'expression du courant initial :

$$-2i_L(0) = \frac{1}{\omega_s L_s} \left[\pi V_i - \varphi V_i - \frac{V_{PV}}{N} \pi + \frac{V_{PV}}{N} \varphi + \varphi V_i + \frac{V_{PV}}{N} \varphi \right] \quad (C11)$$

$$\underline{\underline{i_L(0) = \frac{1}{2\omega_s L_s} \left[-\pi V_i + \frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] \right]}} \quad (C12)$$

Sachant que $i_L(\pi) = -i_L(0)$, on a aussi :

$$\underline{i_L(\pi) = \frac{1}{2\omega_s L_s} \left[\pi V_i - \frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] \right]} \quad (C13)$$

De l'équation (C5), on peut aussi dire que :

$$i_L(\varphi) = \frac{V_i + \frac{V_{PV}}{N}}{\omega_s L_s} \varphi + \frac{1}{2\omega_s L_s} \left[-\pi V_i + \frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] \right] \quad (C14)$$

En simplifiant, on obtient :

$$\underline{i_L(\varphi) = \frac{1}{2\omega_s L_s} \left[(2\varphi - \pi) V_i + \frac{\pi}{N} V_{PV} \right]} \quad (C15)$$

Analyse du courant de sortie :

Pour définir l'équation de transfert de puissance, il faut ensuite analyser la forme d'onde du courant de sortie i_o sur les deux intervalles (Figure).

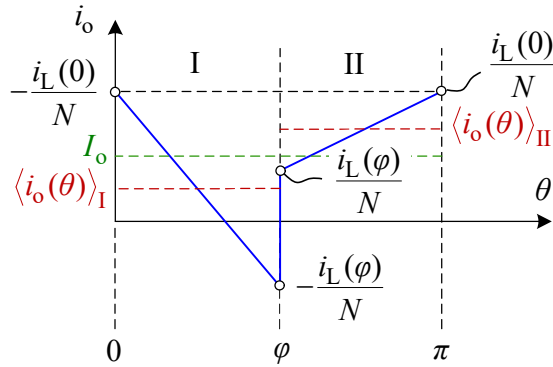


Figure C.3. Forme d'onde du courant de sortie sur les deux intervalles

Le courant moyen en sortie I_o est calculé en appliquant le théorème de la valeur moyenne sur le signal i_o sur l'intervalle $[0, \pi]$, tel que :

$$I_o = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\pi i_o(\theta) d\theta \right] = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^\varphi \langle i_o \rangle_I d\theta + \int_\varphi^\pi \langle i_o \rangle_{II} d\theta \right] \quad (C16)$$

avec $\langle i_o \rangle_I$ et $\langle i_o \rangle_{II}$ étant les valeurs moyennes du courant de sortie sur les intervalles I et II, respectivement. On obtient alors :

$$I_o = \frac{1}{\pi} \left[\langle i_o \rangle_I \varphi + \langle i_o \rangle_{II} (\pi - \varphi) \right] \quad (C17)$$

L'équation analytique de $\langle i_o \rangle_I$ peut ensuite être calculée en analysant la forme d'onde du courant de sortie sur l'intervalle I (Figure), ce qui donne :

$$\langle i_o(\theta) \rangle_I = -\frac{[i_L(0) + i_L(\varphi)]}{2N} \quad (C18)$$

$$\langle i_o(\theta) \rangle_I = -\frac{1}{4\omega_s L_s N} \left[-\pi V_i + \frac{V_{PV}}{N} (\pi - 2\varphi) + (2\varphi - \pi) V_i + \frac{\pi}{N} V_{PV} \right] \quad (C19)$$

On développe, puis on simplifie et on obtient :

$$\langle i_o(\theta) \rangle_I = -\frac{1}{2\omega_s L_s N} \left[(\varphi - \pi) V_i + (\pi - \varphi) \frac{V_{PV}}{N} \right] \quad (C20)$$

De la même façon, on obtient sur l'intervalle II :

$$\langle i_o(\theta) \rangle_{II} = \frac{i_L(\varphi) + i_L(\pi)}{2N} \quad (C21)$$

$$\langle i_o(\theta) \rangle_{II} = \frac{1}{2\omega_s L_s N} \left[\varphi \cdot \left(V_i + \frac{V_{PV}}{N} \right) \right] \quad (C22)$$

En insérant (C20) et (C22), dans (C17), on obtient finalement :

$$I_o = \frac{1}{N\pi} \left[-\frac{1}{2\omega_s L_s} \left[(\varphi - \pi) V_i + (\pi - \varphi) \frac{V_{PV}}{N} \right] \cdot \varphi + \frac{1}{2\omega_s L_s} \left[\varphi \left(V_i + \frac{V_{PV}}{N} \right) \right] \cdot (\pi - \varphi) \right] \quad (C23)$$

On développe, puis on simplifie et on obtient :

$$I_o = \frac{1}{\pi\omega_s L_s N} \cdot \varphi \cdot [\pi V_i - \varphi V_i] \quad (C24)$$

ou encore :

$$I_o = \frac{V_i}{\omega_s L_s N} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (C25)$$

Équation de transfert de puissance :

Sachant que $P_{PV} = V_{PV} I_o$, on a finalement que :

$$P_{PV} = \frac{V_{PV} V_i}{\omega_s L_s N} \varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} \right) \quad (C26)$$

Si on pose que $d = \frac{V_{PV}}{NV_i}$ (ratio de tension normalisé) et $\omega_s = 2\pi f_s$, on obtient alors :

$$\boxed{P_{PV}(\varphi) = \frac{V_i^2}{2\pi f_s L_s} d\varphi \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right)} \quad (C27)$$

Calcul de l'inductance de fuite du transformateur:

Avec l'équation (C27), on calcule la valeur de l'inductance de fuite L_s afin d'obtenir un transfert de la puissance nominale à la valeur de déphasage $\varphi = 0.44$ rad (25°), comme proposé dans le design de référence de *Texas Instruments*.

Dans ce cas-ci, on a : $V_i = 400$ V, $V_{PV} = 400$ V, $N = 1$, d'où $d = 1$ et $f_s = 100$ kHz, ce qui donne une valeur d'inductance $L_s = 9.6$ μ H (voir spécification du transformateur à l'ANNEXE D). Il est important de noter la différence majeure entre la valeur de l'inductance L_s du design de référence, soit 35 μ H, et celle calculée pour notre conception. Cela est dû au changement des tensions nominales d'entrée et de sortie et du ratio de transformation du transformateur dans l'application de l'émulateur.

Détail de l'équation (28) de l'article (CHAPITRE 2) qui caractérise la région de commutation douce à tension nulle (ZVS) pour le pont d'entrée :

Pour que le pont d'entrée soit en ZVS, il faut avoir la condition $i_L(0) < 0$. De l'équation (C12), on peut ainsi dire que :

$$\frac{1}{2\omega_s L_s} \left[-\pi V_i + \frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] \right] < 0 \quad (C28)$$

$$-\pi V_i + \frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] < 0 \quad (C29)$$

$$\frac{V_{PV}}{N} [\pi - 2\varphi] < \pi V_i \quad (C30)$$

$$\frac{V_{PV}}{NV_i} < \frac{\pi}{\pi - 2\varphi} \quad (C31)$$

$$\boxed{d < \frac{\pi}{\pi - 2\varphi}} \quad (C32)$$

Détail de l'équation (29) de l'article (CHAPITRE 2) qui caractérise la région de commutation douce à tension nulle (ZVS) pour le pont de sortie :

Pour que le pont de sortie soit en ZVS, il faut avoir la condition $i_L(\varphi) > 0$. De l'équation (C15), on peut ainsi dire que :

$$\frac{1}{2\omega_s L_s} \left[(2\varphi - \pi)V_i + \frac{\pi}{N} V_{PV} \right] > 0 \quad (C33)$$

$$(2\varphi - \pi)V_i + \frac{\pi}{N} V_{PV} > 0 \quad (C34)$$

$$\frac{\pi}{N} V_{PV} > (\pi - 2\varphi)V_i \quad (C35)$$

$$\frac{V_{PV}}{NV_i} > \frac{\pi - 2\varphi}{\pi} \quad (C36)$$

$$\boxed{d > 1 - \frac{2\varphi}{\pi}} \quad (C37)$$

Dérivation de la fonction de transfert entre la tension de sortie et la commande de déphasage (équation (32) de l'article au CHAPITRE 2) :

Tout d'abord, la démarche consiste à écrire l'équation différentielle du courant circulant dans le condensateur en appliquant la loi des nœuds sur le nœud de sortie :

$$i_{Co}(t) = C_o \frac{dv_{PV}(t)}{dt} = i_o(t) - \frac{v_{PV}(t)}{R} \quad (C38)$$

Puisque $i_o(t)$ varie beaucoup plus rapidement que la valeur moyennée « DC » de $v_{PV}(t)$, on peut moyenniser $i_o(t)$ en posant l'hypothèse suivante :

$$i_o(t) \rightarrow \langle i_o(t) \rangle_{T_s/2} = \langle i_o(\theta) \rangle_{\pi} \quad (C39)$$

On assume aussi que : $v_i = \langle v_i \rangle$, $v_{PV} = \langle v_{PV} \rangle$ et $v_i = \langle v_i \rangle$. De l'équation (C39), on peut alors déduire que :

$$i_o(t) = \langle i_o(\theta) \rangle_\pi = \frac{\langle v_i \rangle}{N\omega_s L_s} \cdot \varphi \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi}\right) \quad (C40)$$

En remplaçant (C40) dans (C38), on obtient :

$$C_o \frac{d\langle v_{PV} \rangle}{dt} = \frac{\langle v_i \rangle}{N\omega_s L_s} \cdot \left(\varphi - \frac{\varphi^2}{\pi} \right) - \frac{\langle v_{PV} \rangle}{R} \quad (C41)$$

Maintenant, on applique la méthode de perturbation et linéarisation car le terme φ^2 est non-linéaire et on veut le modèle « en déviation » autour du point d'opération :

$$\langle v_{PV} \rangle = V_{PV} + \hat{v}_{PV} ; \langle v_i \rangle = V_i + \hat{v}_i ; \langle \varphi \rangle = \varphi + \hat{\varphi} \quad (C42)$$

En insérant (C42) dans (C41), on a :

$$C_o \frac{d(V_{PV} + \hat{v}_{PV})}{dt} = \frac{V_i + \hat{v}_i}{N\omega_s L_s} \cdot \left[(\varphi + \hat{\varphi}) \cdot \left(1 - \frac{\varphi}{\pi} - \frac{\hat{\varphi}}{\pi}\right) \right] - \left(\frac{V_{PV} + \hat{v}_{PV}}{R} \right) \quad (C43)$$

On développe et on obtient :

$$C_o \frac{d\hat{v}_{PV}}{dt} = \frac{1}{N\omega_s L_s} \cdot \left[\begin{aligned} &V_i \varphi + V_i \hat{\varphi} + \hat{v}_i \varphi + \hat{v}_i \hat{\varphi} - \frac{V_i \varphi^2}{\pi} - \frac{V_i \varphi}{\pi} \hat{\varphi} \\ &- \frac{\varphi^2}{\pi} \hat{v}_i - \frac{\hat{\varphi}^2 \hat{v}_i}{\pi} - \frac{V_i \varphi}{\pi} \hat{\varphi} - \frac{V_i}{\pi} \hat{\varphi}^2 - \frac{\varphi}{\pi} \hat{v}_i \hat{\varphi} - \frac{\hat{v}_i \hat{\varphi}^2}{\pi} \end{aligned} \right] - \frac{V_{PV}}{R} - \frac{\hat{v}_{PV}}{R} \quad (C44)$$

On élimine les termes du 2^e ordre. En simplifiant les termes DC, on remarque aussi qu'ils s'annulent. Il reste donc seulement les termes de premier ordre, comme attendu :

$$C_o \frac{d\hat{v}_{PV}}{dt} = \frac{1}{N\omega_s L_s} \cdot \left[V_i \hat{\varphi} + \hat{v}_i \varphi - \frac{2V_i \varphi}{\pi} \hat{\varphi} - \frac{\varphi^2}{\pi} \hat{v}_i \right] - \frac{\hat{v}_{PV}}{R} \quad (C45)$$

On regroupe les termes en $\hat{v}_{PV}$, $\hat{v}_i$ et $\hat{\varphi}$:

$$\frac{d\hat{v}_{PV}(t)}{dt} = -\frac{1}{RC_o} \hat{v}_{PV}(t) + \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi\omega_s L_s C_o N} \hat{v}_i(t) + \frac{V_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s C_o N} \hat{\varphi}(t) \quad (C46)$$

On obtient l'équation différentielle linéarisée du convertisseur de type 1p-DAB. Pour définir les fonctions de transfert, on passe dans le domaine de Laplace. On obtient alors :

$$s \cdot \hat{v}_{PV}(s) = -\frac{\hat{v}_{PV}(s)}{RC_o} + \frac{\varphi(\pi - \varphi)}{\pi\omega_s L_s C_o N} \hat{v}_i(s) + \frac{V_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s C_o N} \hat{\phi}(s) \quad (C47)$$

Par définition, la fonction de transfert entre la tension de sortie et la commande de déphasage est donnée par :

$$G_{v\varphi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_{PV}(s)}{\hat{\phi}(s)} \right|_{\hat{v}_i(s)=0} \quad (C48)$$

En posant que $\hat{v}_i(s) = 0$ dans (C48), on obtient :

$$s \cdot \hat{v}_{PV}(s) = -\frac{\hat{v}_{PV}(s)}{RC_o} + \frac{V_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s C_o N} \hat{\phi}(s) \quad (C49)$$

d'où :

$$\boxed{G_{v\varphi}(s) = \frac{\hat{v}_{PV}(s)}{\hat{\phi}(s)} = \left(\frac{RV_i(\pi - 2\varphi)}{\pi\omega_s L_s N} \right) \cdot \frac{1}{sRC_o + 1}} \quad (C50)$$

ANNEXE D : FICHE TECHNIQUE DU TRANSFORMATEUR PLANAIRE

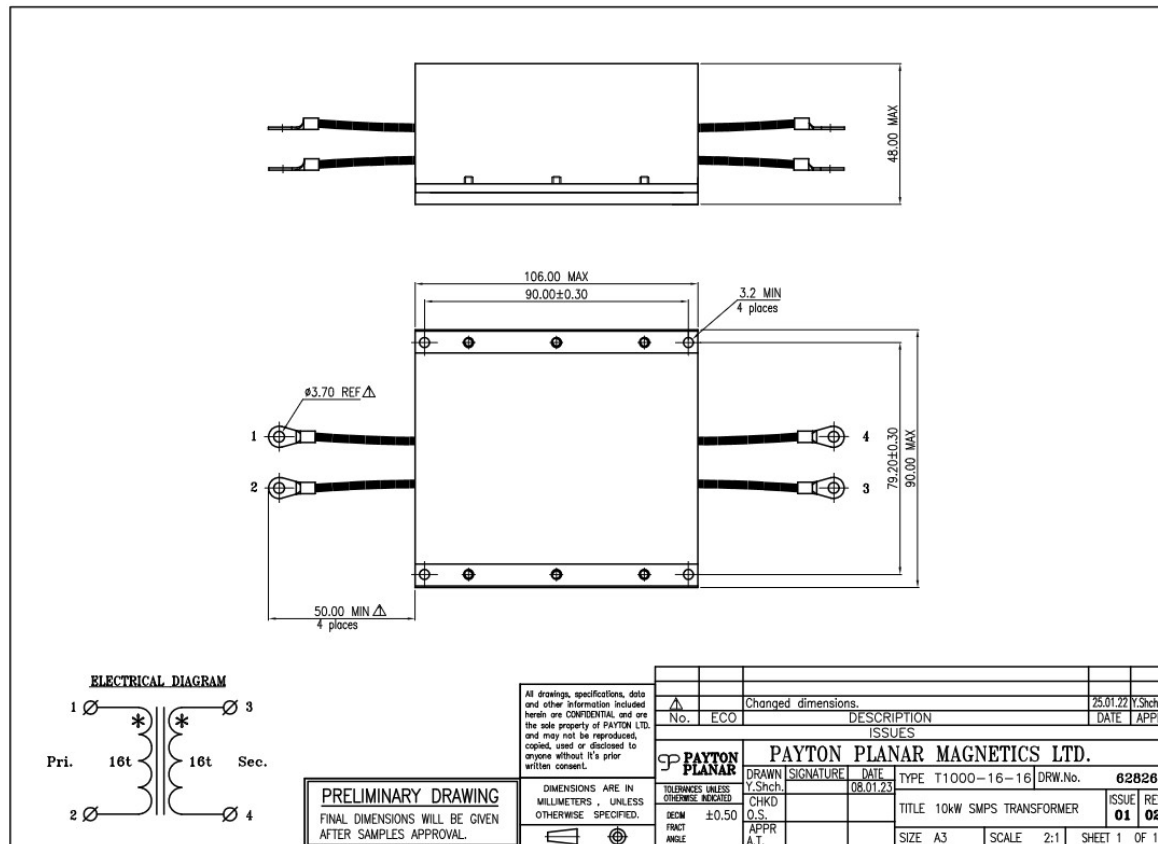


Figure D.1. Dessin mécanique du transformateur

PAYTON 10 kW SMPS TRANSFORMER

Functional specs

Date : 22/01/2023

1. Generic Type	: T1000-16-16.
2. Total output power	: 10000W (400Vdc/25A _{dc}).
3. Operating frequency of transformer	: 100 kHz.
4. Input voltage of power stage	: 360 ÷ 440Vdc link.
5. Input voltage of transformer	: 400V _{peak} , Bipolar Square waveform.
6. Topology	: Full Bridge (Dual Active Bridge).
7. Operating duty cycle	: 1.0 (0.5 x 2)
8. Operating volt-second product	: 4000 (2000 x 2) V-μsec.
9. Pri. to Sec. ratio	: 16 : 16.
10. Primary current	: 27Arms.
11. Secondary current	: 25Arms.
12. Estimated leakage inductance	: 9.6μH ^{-20%} / _{-20%}
13. Dielectric strength (Pri. to Sec.)	: 1000Vdc.
(Pri., Sec. to Core)	: 1000Vdc.
14. Ambient temperature range	: - 15 ÷ 95°C.
15. Estimated power losses	: 65W.
16. Estimated hot spot temperature (with 70°C heat sink)	: 135°C (TBD)
17. Mechanical dimensions (for reference only)	: Length - 106 mm. : Width - 90 mm. : Height - 48 mm.

Payton P.N. : 62826

Issue : B

Rev. : 02

Page : 1 of : 2

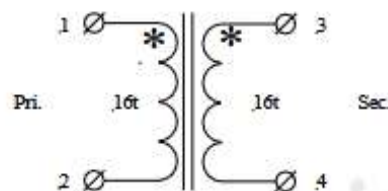
Figure D.2. Fiche technique du transformateur (partie 1 de 2)

PAYTON 10 kW SMPS TRANSFORMER

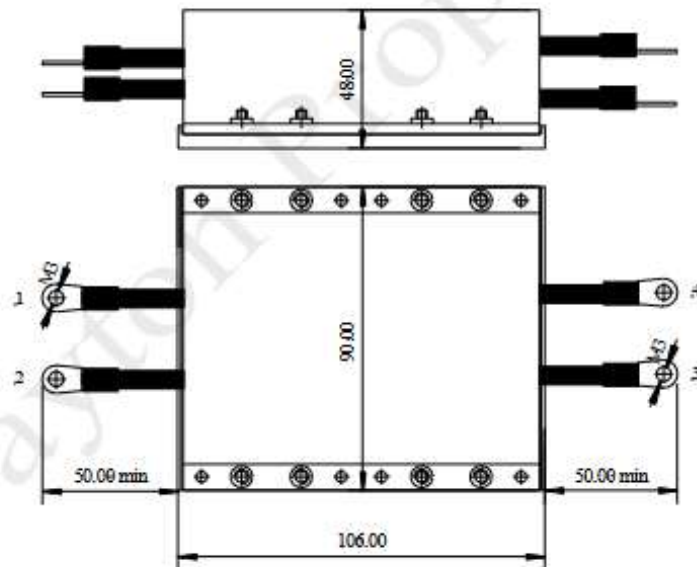
Functional specs

Date : 22/01/2023

Electrical diagram



Terminals layout sketch (preliminary; side & top view; not to scale).



Note: Primary and secondary terminations are flying wires 50 mm min length with ring terminals for M3.

Payton P.N. : 62826	Issue : B	Rev. : 02	Page : 2	of : 2
---------------------	-----------	-----------	----------	--------

Figure D.3. Fiche technique du transformateur (partie 2 de 2)

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] U. Nations, “En quoi consistent les changements climatiques ? | Nations Unies,” United Nations. Consulté le : 10 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.un.org/fr/climatechange/what-is-climate-change>
- [2] E. Bush *et al.*, “Rapport sur le climat changeant du Canada,” Gouvernement du Canada, Ottawa, Ontario, 2019, 446 p. Consulté le : 10 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://changingclimate.ca/CCCR2019/fr/>
- [3] Global Compact France et Compta Durable, “Guide pratique pour la définition d’objectifs carbone alignés sur les connaissances scientifiques,” L’initiative Science Based Targets, 2017. Consulté le : 10 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : https://files.sciencebasedtargets.org/production/files/PUBLICATION_SBT_BD_web.pdf
- [4] K. Calvin *et al.*, “Climate Change 2023: Synthesis Report,” Intergovernmental Panel on Climate Change (IPCC), 2023, doi:10.59327/IPCC/AR6-9789291691647.
- [5] F. Landry et L. Hénault-Ethier, “Changements climatiques au Québec : s’adapter pour un meilleur avenir. Volume I. Revue de littérature des indicateurs et études de cas pour inspirer les municipalités à agir. Fondation David Suzuki,” p. 63, mai 2021. Consulté le : 10 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://fr.davidsuzuki.org/publication-scientifique/changements-climatiques-au-quebec-volume-1/>
- [6] World Meteorological Organization, “Provisional State of the Global Climate 2022,” Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://storymaps.arcgis.com/stories/5417cd9148c248c0985a5b6d028b0277>
- [7] WWF France, “Impacts du changement climatique sur les espèces,” WWF France, Paris p. 21, 2015. Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : https://www.wwf.fr/sites/default/files/doc-2017-09/151110_rapport_impacts_du_changement_climatique_sur_les_especes.pdf
- [8] Nations Unies, “Action Climat, Fast Facts On climate and ocean,” oct. 2022. Consulté le : 7 mai 2024 [En ligne]. Disponible : https://www.un.org/sites/un2.un.org/files/ff_ocean_climate_fr.pdf
- [9] R. naturelles Canada, “Fonte des glaciers, hausse des océans, dégel du pergélisol et niveau phréatique imprévisible : les effets troublants des changements climatiques,” Gouvernement du Canada, Ottawa, Ontario, 2019, Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://ressources-naturelles.canada.ca/la-science-simplifiee/articles/fonte-des-glaciers-hausse-des-oceans-degel-du-pergelisol-et-niveau-phreatique-imprevi/21843>
- [10] Nations Unies, “Action Climat, Fast facts on climate and transport,” avr. 2024. Consulté le : 7 mai 2024 [En ligne]. Disponible : <https://www.un.org/en/climatechange/climate-fast-facts>
- [11] F. Landry, L. Hénault-Ethier, O. Tanguy, V. Dumais-Lalonde, J. Dupras et P. LeBerre, “Changements climatiques au Québec : s’adapter pour un meilleur avenir. Définir les objectifs de l’adaptation aux changements climatiques et les stratégies pour les atteindre. Volume II,” Fondation David Suzuki, mai 2021. <https://fr.davidsuzuki.org/publication-scientifique/changements-climatiques-au-quebec-volume-2/>
- [12] L. Hénault-Ethier, M. F. Faubert, M. Le Berre, S. Perron, M. Waridel, L. Gobeille, G. Grégoire, J. Brisson, P. Gosselin, F. Reeve et J. Elsener, “Enjeux stratégiques de déploiement des infrastructures naturelles et des phytotechnologies. Volume III.

Changements climatiques au Québec : s'adapter pour un meilleur avenir," Fondation David Suzuki, mai 2021. [En ligne]. Disponible sur : <https://fr.davidsuzuki.org/publication-scientifique/changements-climatiques-au-quebec-volume-3/>

- [13] Groupe indépendant de scientifiques nommé par le Secrétaire général, "Times of crisis, times of change: Science for accelerating transformations to sustainable development," United Nations, New York, Global Sustainable Development Report, 2023. Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : https://journals.ieeeauthorcenter.ieee.org/wp-content/uploads/sites/7/IEEE_Reference_Guide.pdf
- [14] United Nations UNCTAD "An equitable and just transition to low-carbon shipping: UNCTAD Policy Brief No. 112," United Nations Conference on Trade and Development (UNCTAD) Policy Briefs, nov. 2023. Consulté le: 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://unctad.org/publication/equitable-and-just-transition-low-carbon-shipping>
- [15] United Nations UNCTAD "Navigating Troubled Waters: Impact to Global Trade of Disruption of Shipping Routes in the Red Sea, Black Sea and Panama Canal: UNCTAD Rapid Assessment," United Nations Conference on Trade and Development (UNCTAD) Policy Briefs, févr. 2024. doi: 10.18356/27082822-114A.
- [16] O. maritime internationale (OMI), "Stratégie De L'OMI De 2023 Concernant La Réduction Des Émissions De Gaz À Effet De Serre Provenant Des Navires," OMI, London, United Kingdom, MEPC 80/17/Add.1. Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.wcdn.imo.org/localresources/fr/MediaCentre/PressBriefings/Documents/strategie%20OMI%202023%20-%20fr.pdf>
- [17] United Nations, "Energy Transition of Fishing Fleets: Opportunities and Challenges for Developing Countries," CNUCED, 2024, doi: 10.18356/9789213586815.
- [18] D'Arcy, P., J.-F. Bibeault et R. Raffa., "Changements climatiques et transport maritime sur le Saint-Laurent. Étude exploratoire d'options d'adaptation. Étude exploratoire d'options d'adaptation," Réalisé pour le Comité de concertation navigation du Plan d'action Saint-Laurent, 2005, Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.ouranos.ca/sites/default/files/2023-05/proj-ant-thant-darcy-rapportfinal.pdf>
- [19] United Nations, "L'Étude sur les transports maritimes," CNUCED, 2019, ISSN 0252-5429
- [20] United Nations, "Towards a green and just transition, in Review of Maritime Transport," no. 2023, Geneva: UNCTAD, 2023, ISBN: 978-92-1-002886-8.
- [21] United Nations, "Navigating stormy waters, in Review of Maritime Transport," no. 2022, Geneva: UNCTAD, 2022, ISBN: 978-92-1-113073-7.
- [22] United Nations, "Climate change impacts and adaptation for coastal transport infrastructure: A compilation of policies and practices, Transport and Trade Facilitation Series," no. 12, Geneva: UNCTAD, 2020, SBN: 978-92-1-112970-0.
- [23] H. Xing, S. Spence, et H. Chen, "A comprehensive review on countermeasures for CO2 emissions from ships," *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 134, p. 110222, déc. 2020, doi: 10.1016/j.rser.2020.110222.
- [24] Y. Shi, "Reducing greenhouse gas emissions from international shipping: Is it time to consider market-based measures?," *Mar. Policy*, vol. 64, p. 123-134, févr. 2016, doi: 10.1016/j.marpol.2015.11.013.

- [25] L'Organisation Maritime Internationale (OMI), jul. 2023 “Travaux de l’OMI pour réduire les émissions de gaz à effet de serre provenant des navires,” Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.imo.org/fr/MediaCentre/HotTopics/Pages/Cutting-GHG-emissions.aspx>
- [26] L'Organisation Maritime Internationale (OMI), jan. 2021 “IMO2020 fuel oil sulphur limit - cleaner air, healthier planet, ” Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.imo.org/en/MediaCentre/PressBriefings/Pages/02-IMO-2020.aspx>
- [27] Innovation maritime, “L’électrification des quais au Québec,” Une étude commandée par le réseau MeRLIN et Technopole maritime du Québec, mars 2022. Consulté le : 12 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.innovationmaritime.ca/wp-content/uploads/sites/288/2024/07/Electrification-des-quais-au-Quebec-MeRLIN-IMAR.pdf>
- [28] Armateurs du St-Laurent “Environnement - Émissions atmosphériques,” armateurs-du-st-laurent.org, Consulté le : 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.armateurs-du-st-laurent.org/fr/environnement/emissions-atmospheriques>
- [29] Y. Khersonsky, “Advancing New Technologies in Electrical Ships: IEEE standards are the risk mitigation tool,” *IEEE Electrification Mag.*, vol. 3, n° 2, p. 34-39, juin 2015, doi: 10.1109/MELE.2015.2414031.
- [30] S. Fang, Y. Wang, B. Gou et Y. Xu, “Toward Future Green Maritime Transportation: An Overview of Seaport Microgrids and All-Electric Ships,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 69, no. 1, pp. 207-219, Jan. 2020, doi: 10.1109/TVT.2019.2950538.
- [31] H. Abu-Rub, M. Malinowski, et K. Al-Haddad, “Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications,” Hoboken, NJ, USA: Wiley-IEEE Press, 2014.
- [32] Innovation maritime (IMAR) “Innovation maritime (IMAR) est un centre de recherche appliquée associé à l’Institut maritime du Québec (IMQ) et au Collège de Rimouski,” Consulté le : 10 mai 2024, [En ligne]. Disponible sur : <https://www.innovationmaritime.ca/>
- [33] S. Desgagnés *et al.*, “Innovation maritime - Affiche 131 de la Séance B,” Réseau CCTT, Événement Synchronex du 28 avril 2021, Consulté le : 10 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://reseauccctt.ca/publications/innovation-maritime-affiche-131-de-la-seance-b>
- [34] Alliance verte, “Lancement d’un partenariat vert pour le Saint-Laurent,” Consulté le: 3 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://allianceverte.org/s-informer/nouvelles/lancement-dun-partenariat-vert-pour-le-saint-laurent/>
- [35] M. N. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan et E. D. Baumann, “Performance characterization of a high-power dual active bridge DC-to-DC converter,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 6, pp. 1294-1301, Nov.-Dec. 1992, doi: 10.1109/28.175280.
- [36] V. Beaulieu-Gagnon, O. Couillard, V. St-Pierre, M. Berger, S. Duquette et M. Bahoura, “Dual Active Bridge Converter-Enabled Flexible Solar Photovoltaic System Emulator for a Ship-Testing Electrical Microgrid,” *OCEANS 2024 - Halifax*, Halifax, NS, Canada, 2024, pp. 1-10, doi: 10.1109/OCEANS55160.2024.10754413.
- [37] R. Ayop et C. W. Tan, “A comprehensive review on photovoltaic emulator,” *Renew. Sustain. Energy Rev.*, vol. 80, p. 430-452, déc. 2017, doi: 10.1016/j.rser.2017.05.217.
- [38] N. Blair *et al.*, “System Advisor Model (SAM) General Description (Version 2017.9.5),” NREL/TP-6A20-70414, 1440404, MainId:13734, mai 2018. doi: 10.2172/1440404.

- [39] Texas Instruments, “Bi-directional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations,” Texas Instruments, 2024, Consulté le: 10 mai 2021 [En ligne]. <https://www.ti.com/tool/TIDA-010054>.
- [40] E. Skjong, R. Volden, E. Rødskar, M. Molinas, T. A. Johansen et J. Cunningham, “Past, Present, and Future Challenges of the Marine Vessel’s Electrical Power System,” in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 522-537, Dec. 2016, doi: 10.1109/TTE.2016.2552720.
- [41] E. Skjong, E. Rødskar, M. Molinas, T. A. Johansen et J. Cunningham, “The Marine Vessel’s Electrical Power System: From its Birth to Present Day,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2410-2424, Dec. 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2496722.
- [42] J. F. Hansen et F. Wendt, “History and State of the Art in Commercial Electric Ship Propulsion, Integrated Power Systems, and Future Trends,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 103, no. 12, pp. 2229-2242, Dec. 2015, doi: 10.1109/JPROC.2015.2458990.
- [43] J. M. Apsley *et al.*, “Propulsion Drive Models for Full Electric Marine Propulsion Systems,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 676-684, March-avril 2009, doi: 10.1109/TIA.2009.2013569.
- [44] F. Meyer, “Le Three Gorges 1 : 100 % électrique, la plus grosse batterie au monde, ” ActuNautique.com. Consulté le : 24 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.actunautique.com/2022/02/le-three-gorge-1-un-navire-de-croisiere-100-electrique.html>
- [45] P.-H. Deshayes, “Le premier cargo électrique autonome voit le jour en Norvège,” *La Presse*, 19 novembre 2021. Consulté le : 24 mai 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.lapresse.ca/actualites/environnement/2021-11-19/le-premier-cargo-electrique-autonome-voit-le-jour-en-norvege.php>
- [46] S. -Y. Kim, S. Choe, S. Ko et S. -K. Sul, “A Naval Integrated Power System with a Battery Energy Storage System: Fuel efficiency, reliability, and quality of power,” in *IEEE Electrification Magazine*, vol. 3, no. 2, pp. 22-33, June 2015, doi: 10.1109/MELE.2015.2413435.
- [47] N. Doerry, “Naval power systems: Integrated power systems for the continuity of the electrical power supply,” *IEEE Electrification Mag.*, vol. 3, n° 2, p. 12-21, juin 2015, doi:10.1109/MELE.2015.2413434.
- [48] S. Jayasinghe, L. Meegahapola, N. Fernando, Z. Jin, et J. Guerrero, “Review of Ship Microgrids: System Architectures, Storage Technologies and Power Quality Aspects,” *Inventions*, vol. 2, n° 1, p. 4, févr. 2017, doi: 10.3390/inventions2010004.
- [49] A. Khaligh et Z. Li, “Battery, Ultracapacitor, Fuel Cell, and Hybrid Energy Storage Systems for Electric, Hybrid Electric, Fuel Cell, and Plug-In Hybrid Electric Vehicles: State of the Art,” in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 59, no. 6, pp. 2806-2814, July 2010, doi: 10.1109/TVT.2010.2047877.
- [50] F. Ribeiro, B. K. Johnson, M. L. Crow, A. Arsoy et Y. Liu, “Energy storage systems for advanced power applications,” in *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 12, pp. 1744-1756, Dec. 2001, doi: 10.1109/5.975900.
- [51] C. S. Chin, C. Zhang et Z. Gao, “Deploying battery technology for marine vessel electrification,” in *IEEE Potentials*, vol. 40, no. 6, pp. 24-33, Nov.-Dec. 2021, doi: 10.1109/MPOT.2020.2988292.

- [52] M. W. Rose et R. M. Cuzner, "Fault isolation and reconfiguration in a three-zone system," *2015 IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, Old Town Alexandria, VA, USA, 2015, pp. 409-414, doi: 10.1109/ESTS.2015.7157927.
- [53] H. Hegner et B. Desai, "Integrated fight through power," *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Chicago, IL, USA, 2002, pp. 336-339 vol.1, doi: 10.1109/PESS.2002.1043245.
- [54] Z. Zhuo, J. Zhang, H. Sun, G. Wang, X. Hu et S. Zhao, "Research on Photovolta Array Emulator System Based on A Novel Zero-Voltage Zero-Current Switching Converter," *2010 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, Chengdu, China, 2010, pp. 1-4, doi: 10.1109/APPEEC.2010.5448919.
- [55] J. S. Chalfant et C. Chrysostomidis, "Analysis of various all-electric-ship electrical distribution system topologies," *2011 IEEE Electric Ship Technologies Symposium*, Alexandria, VA, USA, 2011, pp. 72-77, doi: 10.1109/ESTS.2011.5770844. [56] R. Ambrosio et S. E. Widergren, "A framework for addressing interoperability issues", *IEEE Power Eng. Soc. Gen. Meet.*, p. 1-5, juin 2007.
- [57] Hamilton, Gunther, Drummond et Widergren, "Interoperability - A Key Element for the Grid and DER of the Future," *2005/2006 IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exhibition*, Dallas, TX, USA, 2006, pp. 927-931, doi: 10.1109/TDC.2006.1668622.
- [58] UCTE, "Technical paper—Definition of a set of requirements to generating units," UCTE, sept. 2008, Consulté le: 5 sept. 2025. [En ligne]. Disponible sur : https://eepublicdownloads.entsoe.eu/clean-documents/pre2015/news/Technical_Paper-Requirements_to_generators.pdf
- [59] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, M. Castilla et L. Garcia de Vicuna, "Control Strategy for Flexible Microgrid Based on Parallel Line-Interactive UPS Systems," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 3, pp. 726-736, March 2009, doi: 10.1109/TIE.2008.2009274.
- [60] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna et M. Castilla, "Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, Jan. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2066534.
- [61] X. Feng, K. L. Butler-Purry et T. Zourntos, "Multi-Agent System-Based Real-Time Load Management for All-Electric Ship Power Systems in DC Zone Level," in *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 27, no. 4, pp. 1719-1728, Nov. 2012, doi: 10.1109/TPWRS.2012.2194314.
- [62] Tsekouras, G.J., Kanellos, F.D. et Prousalidis, J. "Simplified method for the assessment of ship electric power systems operation cost reduction from energy storage and renewable energy sources integration." *IET Electr. Syst. Transp.*, 2015, 5 : 61-69. <https://doi.org/10.1049/iet-est.2013.0011>
- [63] M. C. D. Piazza et G. Vitale, "Photovoltaic Sources: Modelling and Emulation," Dordrecht, The Netherlands: Springer Science & Business Media, 2012, pp. 55-81.
- [64] J. H. Agrawal et M. V. Aware, "Photovoltaic simulator developed in LabVIEW for evaluation of MPPT techniques," *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*, Chennai, India, 2016, pp. 1142-1147, doi: 10.1109/ICEEOT.2016.7754863.

- [65] Balakishan CH et Sandeep N. "Development of a microcontroller-based PV emulator with current controlled DC-DC buck converter," December 2014, International Journal of Renewable Energy Research, 4:1049-1055.
- [66] D. Ickilli, H. Can et K. S. Parlak, "Development of a FPGA-based photovoltaic panel emulator based on a DC/DC converter," *2012 38th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Austin, TX, USA, 2012, pp. 001417-001421, doi: 10.1109/PVSC.2012.6317863.
- [67] Tang K-H, Chao K-H, Chao Y-W et Chen J-P, "Design and implementation of a simulator for photovoltaic modules," International Journal of Photoenergy, Feb. 2012, DOI:10.1155/2012/368931.
- [68] H. A. B. Siddique, P. Xu et R. W. De Doncker, "Parameter extraction algorithm for one-diode model of PV panels based on datasheet values," *2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)*, Alghero, Italy, 2013, pp. 7-13, doi: 10.1109/ICCEP.2013.6586957.
- [69] P. Hao et Y. Zhang, "An Improved Method for Parameter Identification and Performance Estimation of PV Modules From Manufacturer Datasheet Based On Temperature-Dependent Single-Diode Model," in *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 11, no. 6, pp. 1446-1457, Nov. 2021, doi: 10.1109/JPHOTOV.2021.3114592.
- [70] O. -M. Midtgard, "A simple photovoltaic simulator for testing of power electronics," *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark, 2007, pp. 1-10, doi: 10.1109/EPE.2007.4417450.
- [71] A. Koran, K. Sano, R. -Y. Kim et J. -S. Lai, "Design of a Photovoltaic Simulator With a Novel Reference Signal Generator and Two-Stage LC Output Filter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, pp. 1331-1338, May 2010, doi: 10.1109/TPEL.2009.2037501.
- [72] Ayop, R., Wei Tan, C. et Lawan Bukar, A. "Simple and fast computation photovoltaic emulator using shift controller," *IET Renewable Power Generation*, 2020, 14: 2017-2026. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.1504>
- [73] J. Gonzalez-Llorente, A. Rambal-Vecino, L. A. Garcia-Rodriguez, J. C. Balda et E. I. Ortiz-Rivera, "Simple and efficient low power photovoltaic emulator for evaluation of power conditioning systems," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Long Beach, CA, USA, 2016, pp. 3712-3716, doi: 10.1109/APEC.2016.7468404.
- [74] Khouzam K et Hoffman K, "Real-time simulation of photovoltaic modules," *Solar Energy*, Volume 56, Issue 6, 1996; pp. 521–526.
- [75] A. Xenophontos, J. Rarey, A. Trombetta et A. M. Bazzi, "A flexible low-cost photovoltaic solar panel emulation platform," *2014 Power and Energy Conference at Illinois (PECI)*, Champaign, IL, USA, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/PECI.2014.6804542.
- [76] M. C. Di Piazza, M. Pucci, A. Ragusa et G. Vitale, "A grid-connected system based on a real time PV emulator: Design and experimental set-up," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, Glendale, AZ, USA, 2010, pp. 3237-3243, doi: 10.1109/IECON.2010.5675055.
- [77] Y. Erkaya, P. Moses, I. Flory et S. Marsillac, "Development of a solar photovoltaic module emulator," *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, New Orleans, LA, USA, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/PVSC.2015.7356282.

- [78] M. C. Di Piazza, M. Pucci, A. Ragusa et G. Vitale, "Analytical versus neural real-time simulation of a photovoltaic generator based on a DC-DC converter," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, San Jose, CA, USA, 2009, pp. 3350-3356, doi: 10.1109/ECCE.2009.5316459.
- [79] Kim Y, Lee W, Pedram M et Chang N, "Dual-mode power regulator for photovoltaic module emulation," *Applied Energy*, 2013, 101:730–9.
- [80] S. Gadelovits, M. Sitbon et A. Kuperman, "Rapid Prototyping of a Low-Cost Solar Array Simulator Using an Off-the-Shelf DC Power Supply," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, pp. 5278-5284, Oct. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2291837.
- [81] Shanshan Jin et Donglai Zhang, "A simple control method of open-circuit voltage for the FPGA-based solar array simulator," *2016 IEEE International Conference on Power and Renewable Energy (ICPRE)*, Shanghai, 2016, pp. 209-216, doi: 10.1109/ICPRE.2016.7871202.
- [82] A. Algaddafi, N. Brown, R. Gammon et S. A. Altuwayjiri, "Effect of PV array emulator on power quality of PV inverter compared to a real PV array," *2015 3rd International Renewable and Sustainable Energy Conference (IRSEC)*, Marrakech, Morocco, 2015, pp. 1-6, doi: 10.1109/IRSEC.2015.7455099.
- [83] H. Abidi, A. B. Ben Abdelghani et D. Montesinos-Miracle, "MPPT algorithm and photovoltaic array emulator using DC/DC converters," *2012 16th IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference*, Yasmine Hammamet, Tunisia, 2012, pp. 567-572, doi: 10.1109/MELCON.2012.6196497.
- [84] Dylan D.C. Lu et Quang Ngoc Nguyen, "A photovoltaic panel emulator using a buck-boost DC/DC converter and a low-cost micro-controller," *Solar Energy*, 2012, 86:1477–84. ».
- [85] F. Gómez-Castañeda, G. M. Tornez-Xavier, L. M. Flores-Nava, O. Arellano-Cárdenas et J. A. Moreno-Cadenas, "Photovoltaic panel emulator in FPGA technology using ANFIS approach," *2014 11th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, Ciudad del Carmen, Mexico, 2014, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICEEE.2014.6978289.
- [86] Cheng-Chuan Chen *et al.*, "Programmable energy source emulator for photovoltaic panels considering partial shadow effect," *Energy*, 2013, 54:174–83, [6/1/].
- [87] Y. Jiang, J. A. A. Qahouq et I. Batarseh, "Improved solar PV cell Matlab simulation model and comparison," *2010 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Paris, France, 2010, pp. 2770-2773, doi: 10.1109/ISCAS.2010.5537014.
- [88] Y. Li, T. Lee, F. Z. Peng et D. Liu, "A Hybrid Control Strategy for Photovoltaic Simulator," *2009 Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Washington, DC, USA, 2009, pp. 899-903, doi: 10.1109/APEC.2009.4802769.
- [89] Qingrong Zeng, Pinggang Song et Liuchen Chang, "A photovoltaic simulator based on DC chopper," *IEEE CCECE2002. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37373)*, Winnipeg, MB, Canada, 2002, pp. 257-261 vol.1, doi: 10.1109/CCECE.2002.1015221.
- [90] Nagayoshi H, "I-V curve simulation by multi-module simulator using I-V magnifier circuit," *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 2004; pp.159–167.

- [91] L. A. C. Lopes et A.M. Lienhardt, "A simplified nonlinear power source for simulating PV panels," *IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC '03.*, Acapulco, Mexico, 2003, pp. 1729-1734 vol.4, doi: 10.1109/PESC.2003.1217717.
- [92] A.K. Mukerjee et Nivedita Dasgupta, "DC power supply used as photovoltaic simulator for testing MPPT algorithms," *Renewable Energy*, 2007, pp. 587-592 vol.32.
- [93] Wei Peiyu, Tan Boxue, Zhang Housheng et Zhao Yanlei, "Research on maximum power point tracker based on solar cells simulator," *2010 2nd International Conference on Advanced Computer Control*, Shenyang, China, 2010, pp. 319-323, doi: 10.1109/ICACC.2010.5487013.
- [94] A. N. Belhaouas, M. S. Ait Cheikh et C. Larbes, "Suitable Matlab-Simulink simulator for PV system based on a two-diode model under shading conditions," *3rd International Conference on Systems and Control*, Algiers, Algeria, 2013, pp. 72-76, doi: 10.1109/ICoSC.2013.6750837.
- [95] Abdallah Zegaoui *et al.*, "Universal transistor-based hardware simulator for real time simulation of photovoltaic generators," *Solar Energy*, vol. 134, pp. 193–201, Oct. 2016.
- [96] Durago JG. "Photovoltaic emulator adaptable to irradiance, temperature and panel-specific I–V curves," California, United States: Master of Science in Electrical Engineering, Electrical Engineering, California Polytechnic State University, San Luis Obispo, 2011.
- [97] K. Bhise, N. Pragallapati, S. Thale et V. Agarwal, "LabVIEW based emulation of Photovoltaic array to study maximum power point tracking algorithms," *2012 38th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, Austin, TX, USA, 2012, pp. 002961-002966, doi: 10.1109/PVSC.2012.6318206.
- [98] A. Soetedjo, Y. I. Nakhoda, A. Lomi et G. E. Hendroyono, "Development of PV simulator by integrating software and hardware for laboratory testing," *2015 International Conference on Automation, Cognitive Science, Optics, Micro Electro-Mechanical System, and Information Technology (ICACOMIT)*, Bandung, Indonesia, 2015, pp. 96-100, doi: 10.1109/ICACOMIT.2015.7440183.
- [99] S. N. Soheli, G. Sarowar, M. A. Hoque et M. S. Hasan, "Design and Analysis of a DC - DC Buck Boost Converter to Achieve High Efficiency and Low Voltage Gain by using Buck Boost Topology into Buck Topology," *2018 International Conference on Advancement in Electrical and Electronic Engineering (ICAEEE)*, Gazipur, Bangladesh, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICAEEE.2018.8643001.
- [100] J. Zhao et J. W. Kimball, "A digitally implemented photovoltaic simulator with a double current mode controller," *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Orlando, FL, USA, 2012, pp. 53-58, doi: 10.1109/APEC.2012.6165798.
- [101] M. Dighrasker, V. Thiagarajan, et V. Kedlaya, "LLC Resonant Converter Topologies for DC-DC Stage of OBC," *Bodo's Power Systems*, pp. 62–64, Jul. 2020.
- [102] J. Chen, M. -K. Nguyen, Z. Yao, C. Wang, L. Gao et G. Hu, "DC-DC Converters for Transportation Electrification: Topologies, Control, and Future Challenges," in *IEEE Electrification Magazine*, vol. 9, no. 2, pp. 10-22, June 2021, doi: 10.1109/MELE.2021.3070934.
- [103] Hui Li, Fang Zheng Peng et J. S. Lawler, "A natural ZVS medium-power bidirectional DC-DC converter with minimum number of devices," in *IEEE Transactions on Industry*

- Applications*, vol. 39, no. 2, pp. 525-535, March-April 2003, doi: 10.1109/TIA.2003.808965.
- [104] Erickson RW, Maksimovic D. “Fundamentals of power electronics,” 2 ed. New York, Boston, Dordrecht, London, Moscow: Kluwer Academic Publishers; 2004.
- [105] C. -H. Chang, E. -C. Chang et H. -L. Cheng, “A High-Efficiency Solar Array Simulator Implemented by an LLC Resonant DC–DC Converter,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 3039-3046, June 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2205273.
- [106] R. W. De Doncker, “Power conversion apparatus for DC/DC conversion using dual active bridges,” U.S. Patent 5,027,264, issued Jun. 25, 1991.
- [107] M. Berger, GEN431 - Électronique de puissance, Cours 10 Convertisseurs DC-DC : Partie A – Introduction et généralités, notes de cours, Rimouski, Canada : Université du Québec à Rimouski (UQAR).
- [108] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg et B. Lehman, “Step-Up DC–DC Converters: A Comprehensive Review of Voltage-Boosting Techniques, Topologies, and Applications,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143-9178, Dec. 2017, doi: 10.1109/TPEL.2017.2652318.
- [109] S. S et K. Vijayakumar, “A Comprehensive Review of Different DC-DC Converters and Intelligent Controlling Algorithms for Solar PV Systems,” *2024 International Conference on Integration of Emerging Technologies for the Digital World (ICIETDW)*, Chennai, India, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICIETDW61607.2024.10941618.
- [110] A. Consoli, M. Cacciato, G. Scarcella et A. Testa, “Compact, Reliable Efficiency: A Multiphase dc/dc Converter for Automotive Dual-Voltage Power Systems,” in *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 10, no. 6, pp. 35-42, Nov.-Dec. 2004, doi: 10.1109/MIA.2004.1353045.
- [111] M. Esteki, B. Poorali, E. Adib et H. Farzanehfard, “Interleaved Buck Converter With Continuous Input Current, Extremely Low Output Current Ripple, Low Switching Losses, and Improved Step-Down Conversion Ratio,” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 8, pp. 4769-4776, Aug. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2397881.
- [112] A. Koran, T. LaBella et J. -S. Lai, “High Efficiency Photovoltaic Source Simulator with Fast Response Time for Solar Power Conditioning Systems Evaluation,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1285-1297, March 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2262297.
- [113] I. -O. Lee, S. -Y. Cho et G. -W. Moon, “Interleaved Buck Converter Having Low Switching Losses and Improved Step-Down Conversion Ratio,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3664-3675, Aug. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2012.2185515.
- [114] Dong-Keun Jeong, H. -S. Kim, J. -W. Baek, Ju-Yong Kim et Hee-Je Kim, “Dual active bridge converter for Energy Storage System in DC microgrid,” *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, Busan, Korea (South), 2016, pp. 152-156, doi: 10.1109/ITEC-AP.2016.7512939.
- [115] P. Sathishkumar *et al.*, “A blended SPS-ESPS control DAB-IBDC converter for a standalone solar power system,” *Energies*, vol. 10, no. 9, p. 1431, Sep. 2017, doi: 10.3390/en10091431.
- [116] B. Zhao, Q. Song, W. Liu et Y. Sun, “Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC–DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System,” in

- IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2289913.
- [117] K. Nguyen-Duy, A. Knott et M. A. E. Andersen, "High Dynamic Performance Nonlinear Source Emulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 3, pp. 2562-2574, March 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2437880.
 - [118] H. Ma, J. Lei, G. Qin, Z. Guo, et C. Hao, "Efficiency optimization control strategies for high-voltage-ratio dual-active-bridge (DAB) converters in battery energy storage systems," *Energies*, vol. 18, no. 10, p. 2650, May 2025, doi: 10.3390/en18102650.
 - [119] X. Li, W. Zhang, W. Chen, Y. Huang et Y. Qiu, "Dual Active Bridge Bidirectional DC-DC Converter Modeling for Battery Energy Storage System," *2018 37th Chinese Control Conference (CCC)*, Wuhan, China, 2018, pp. 1740-1745, doi: 10.23919/ChiCC.2018.8482623.
 - [120] M. Caron, "Conception et mise au point d'un module de connexion reseau modulaire, bidirectionnel en courant et isole," Mémoire, École de technologie supérieure (ÉTS), Montréal, QC, Canada, 2012.
 - [121] M. Berger, "First EMTP-RV Benchmark for Off-Line Simulation of Rapid Transit Train DC Auxiliary Systems," Mémoire, École Polytechnique de Montréal, 2015.
 - [122] R. W. A. A. De Doncker, D. M. Divan et M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high-power-density DC/DC converter for high-power applications," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan.-Feb. 1991, doi: 10.1109/28.67533.
 - [123] H. Y. Kanaan, M. Caron et K. Al-Haddad, "Design and Implementation of a Two-Stage Grid-Connected High Efficiency Power Load Emulator," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 8, pp. 3997-4006, Aug. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2295023.
 - [124] D. G. Shah et M. L. Crow, "Stability Design Criteria for Distribution Systems With Solid-State Transformers," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 29, no. 6, pp. 2588-2595, Dec. 2014.
 - [125] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta, et G. A. Williamson, "Constant power loads and negative impedance instability in automotive systems: Definition, modeling, stability, and control of power electronic converters and motor drives," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1112-1125, July 2006.
 - [126] A. Riccobono et al., "Stability of Shipboard DC Power Distribution: Online Impedance-Based Systems Methods," *IEEE Elect. Mag.*, vol. 5, no. 3, pp. 55-67, Sept. 2017.
 - [127] S. Chiniforoosh, J. Jatskevich, A. Yazdani, V. Sood, V. Dinavahi, J. A. Martinez, et A. Ramirez, "Definitions and applications of dynamic average models for analysis of power systems," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 25, no. 4, pp. 2655-2669, Oct. 2010.
 - [128] M. Hamzeh, M. Ghafouri, H. Karimi, K. Sheshyekani, et J. M. Guerrero, "Power Oscillations Damping in DC Microgrids," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 31, no. 3, pp. 970-980, Sept. 2016.
 - [129] M. Berger, I. Kocar, H. Fortin-Blanchette et C. Lavertu, "Hybrid Average Modeling of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for Stability Analysis," in *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 33, no. 4, pp. 2020-2029, Aug. 2018, doi: 10.1109/TPWRD.2018.2817878.
 - [130] M. Berger, "Contributions to modeling, simulation, and analysis of three-phase dual active bridge converters for dc-grid integration," Thèse, Polytechnique Montréal, affiliée à l'Université de Montréal, Montréal, QC, Canada, 2019.

- [131] Q. Ye, R. Mo, et H. Li, "Low-Frequency Resonance Suppression of a Dual-Active-Bridge DC/DC converter Enabled DC Microgrid," *IEEE J. of Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 5, no. 3, pp. 982–994, Sep. 2017.
- [132] D. Costinett, D. Maksimovic et R. Zane, "Design and Control for High Efficiency in High Step-Down Dual Active Bridge Converters Operating at High Switching Frequency," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 8, pp. 3931-3940, Aug. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2228237.
- [133] S. Inoue et H. Akagi, "A Bidirectional Isolated DC–DC Converter as a Core Circuit of the Next-Generation Medium-Voltage Power Conversion System," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 2, pp. 535-542, March 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.889939.
- [134] B. Zhao, Q. Song et W. Liu, "Efficiency Characterization and Optimization of Isolated Bidirectional DC–DC Converter Based on Dual-Phase-Shift Control for DC Distribution Application," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 1711-1727, April 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2210563.
- [135] B. Zhao, Q. Yu et W. Sun, "Extended-Phase-Shift Control of Isolated Bidirectional DC–DC Converter for Power Distribution in Microgrid," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4667-4680, Nov. 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2180928.
- [136] G. Oggier, G. O. García et A. R. Oliva, "Modulation strategy to operate the dual active bridge DC-DC converter under soft switching in the whole operating range," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1228-1236, April 2011, doi: 10.1109/TPEL.2010.2072966.
- [137] K. Wu, C. W. de Silva et W. G. Dunford, "Stability Analysis of Isolated Bidirectional Dual Active Full-Bridge DC–DC Converter With Triple Phase-Shift Control," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 4, pp. 2007-2017, April 2012, doi: 10.1109/TPEL.2011.2167243.