



**Contribution à la modélisation et à la simulation d'un convertisseur 3p-MAB :
application aux bornes de recharge pour bateau de pêche hybride**

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
© STÉPHANE MELVIN NJAMEN TCHAPTCHET

Novembre 2025

Composition du jury :

Yacine Yaddaden, président du jury, Université du Québec à Rimouski

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

Chan Wang Park, codirecteur de recherche, Université du Québec à Rimouski

Rim Ben Salah, examinatrice externe, Centre de recherche d'Hydro-Québec

Dépôt initial le 1^{er} octobre 2025

Dépôt final le 26 novembre 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.

A ma mère
Ketcha Marie-louise

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à l'ensemble du personnel du département de mathématiques, informatique et génie de l'UQAR, pour son soutien constant tout au long de mon parcours universitaire. J'adresse mes remerciements les plus sincères à mon directeur de recherche, Monsieur Maxime Berger, ainsi qu'à mon codirecteur, Monsieur Chan Wang Park, pour leur encadrement attentif, leurs conseils avisés et leur grande disponibilité. Leur expertise m'a permis d'acquérir les bases essentielles de la recherche scientifique et de développer mes compétences dans ce domaine.

Je remercie également mes collègues de laboratoire Olivier Couillard, Vincent St-Pierre et Christopher Ruiz Camacho pour les échanges enrichissants et l'esprit d'entraide quotidien qui ont grandement contribué à la qualité de ce travail.

Enfin, je dédie cette réalisation à ma famille, pour son soutien moral indéfectible, en particulier à ma mère.

RÉSUMÉ

Ce mémoire s'inscrit dans la continuité des efforts de décarbonation et de durabilité de l'industrie de la pêche québécoise. L'hybridation des bateaux de pêche apparaît comme une solution prometteuse pour réduire les émissions de polluants et améliorer la rentabilité des entreprises de pêche. Toutefois, son déploiement est actuellement ralenti par de nombreuses barrières techniques. Parmi celles-ci, on retrouve notamment l'absence d'infrastructures de recharge adaptées aux besoins saisonniers ainsi que leur faible rentabilité pour les gestionnaires de port. Ce projet vise à explorer un concept de borne de recharge flexible et multi-source qui permettrait de limiter l'impact sur le réseau de distribution, d'augmenter le retour sur investissement et de valoriser l'utilisation des énergies renouvelables.

Le mémoire propose d'utiliser la topologie du convertisseur triphasé à plusieurs ponts actifs (3p-MAB) comme élément central de la borne. Trois (3) objectifs structurent cette recherche : (1) élaborer un concept de borne autour de la topologie du 3p-MAB en intégrant les contraintes des pêcheurs, des ports et du distributeur ; (2) développer, implémenter et valider un modèle analytique du 3p-MAB en régime permanent ; et (3) évaluer les contraintes sur le convertisseur pour des scénarios typiques d'utilisation de la borne.

Le concept de borne repose sur un convertisseur de type 3p-MAB à quatre (4) ports. Il assure l'interconnexion bidirectionnelle avec le réseau électrique (port 1) et les batteries stationnaires de la borne (port 2), ainsi que la connexion unidirectionnelle aux panneaux photovoltaïques de la borne (port 3) et la recharge des batteries embarquées des navires (port 4). Durant la saison de pêche, les batteries de la borne de recharge sont chargées par le réseau et par les panneaux photovoltaïques lorsque les bateaux de pêche sont en mer. Lorsque les bateaux sont à quai, les batteries embarquées dans les bateaux peuvent être chargées en utilisant le réseau, les batteries de la borne et les panneaux photovoltaïques. Hors saison de pêche, la borne fonctionne en autoproduction et permet d'injecter l'énergie solaire et l'énergie des batteries de la borne au réseau.

Sur le plan méthodologique, le convertisseur est premièrement modélisé avec un modèle détaillé dans le domaine du temps sous le logiciel EMTP®. Un modèle analytique en régime permanent est ensuite développé en utilisant la technique de modélisation linéaire par

morceaux et une implémentation symbolique sous MATLAB®. Ce modèle calcule de façon systématique les grandeurs importantes comme les valeurs initiales, crêtes, efficaces et moyennes des courants de même que les frontières de commutation douce pour chaque port du convertisseur. La précision du modèle analytique est validée avec le modèle détaillé dans le domaine du temps. Une étude de cas permet finalement de mettre en évidence la flexibilité de gestion de l'énergie du concept proposé à l'échelle journalière, notamment l'utilisation du réseau en période de faible ensoleillement et usage des batteries de la borne pour réduire les pointes associées à la recharge des bateaux.

Deux contributions majeures se dégagent de ce mémoire. Premièrement, le modèle analytique implémenté sous MATLAB® permet de réaliser des études paramétriques avancées sans avoir recours à de multiples simulations temporelles en lot. Cela permet d'accélérer le processus de conception et d'analyse de cette topologie de convertisseur. Deuxièmement, l'application de ce modèle à une borne multi-source adaptée aux réalités portuaires québécoises montre le potentiel de faisabilité technique d'une infrastructure de recharge durable conciliant flexibilité d'exploitation et réduction de l'empreinte carbone.

Mots clés : borne de recharge multi-source, convertisseur 3p-MAB, bateau de pêche hybride, gestion de l'énergie, commutation douce à tension nulle, MATLAB®, EMTP®.

ABSTRACT

This thesis is part of ongoing efforts to decarbonize and improve sustainability in Quebec's fishing industry. Hybridization of fishing boats appears to be a promising solution for reducing pollutant emissions and improving the profitability of fishing companies. However, its deployment is currently being slowed down by numerous technical barriers. These include the lack of charging infrastructure adapted to seasonal needs and its low profitability for port managers. This project aims to explore a flexible, multi-source charging station concept that would limit the impact on the distribution network, increase return on investment, and promote the use of renewable energy.

The thesis proposes using the topology of the three-phase multi-active bridge (3p-MAB) converter as the central element of the terminal. Three (3) objectives structure this research: (1) develop a terminal concept based on the 3p-MAB topology, integrating the constraints of fishermen, ports, and distributors; (2) to develop, implement, and validate an analytical model of the 3p-MAB in steady state; and (3) to evaluate the constraints on the converter for typical scenarios of terminal use.

The charging station concept is based on a four (4)-port 3p-MAB converter. It provides bidirectional interconnection with the electrical grid (port 1) and the station's stationary batteries (port 2), as well as unidirectional connection to the station's photovoltaic panels (port 3) and recharging of the vessels' onboard batteries (port 4). During the fishing season, the charging station's batteries are charged by the grid and by the photovoltaic panels when the fishing boats are at sea. When the boats are docked, the batteries on board the boats can be charged using the grid, the charging station's batteries, and the photovoltaic panels. Outside the fishing season, the terminal operates in self-production mode, feeding solar energy and energy from the terminal's batteries into the grid.

Methodologically, the converter is first modeled with a detailed time-domain model using EMTP® software. A steady-state analytical model is then developed using piecewise linear modeling and symbolic implementation in MATLAB®. This model systematically calculates important quantities such as the initial, peak, effective, and average values of the currents, as well as the soft switching boundaries for each port of the converter. The accuracy of the analytical model is validated with the detailed time-domain model. Finally, a case study highlights the flexibility of the proposed concept's energy management daily, particularly the use of the grid during periods of low sunlight and the use of the terminal's batteries to reduce peaks associated with boat recharging.

Two major contributions emerge from this thesis. First, the analytical model implemented in MATLAB® allows advanced parametric studies to be carried out without resorting to multiple batch time simulations. This speeds up the design and analysis process for this converter topology. Second, the application of this model to a multi-source terminal adapted to the realities of Quebec ports demonstrates the technical feasibility of a sustainable charging infrastructure that combines operational flexibility with a reduced carbon footprint.

Keywords: multi-source charging station, 3p-MAB converter, hybrid fishing boat, energy management, soft zero-voltage switching, MATLAB®, EMTP®.

TABLE DES MATIÈRES

REMERCIEMENTS.....	ix
RÉSUMÉ	xi
ABSTRACT.....	xiii
TABLE DES MATIÈRES	xv
LISTE DES TABLEAUX	xix
LISTE DES FIGURES	xxi
LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES.....	xxiii
INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
MISE EN CONTEXTE	1
Décarbonation de la pêche commerciale au Québec	1
L'électrification des bateaux de pêche.....	2
PROBLÉMATIQUE.....	7
SPÉCIFICITÉS DE LA BORNE DE RECHARGE PROPOSÉE	8
Choix de l'architecture de la borne de recharge multi-source	8
Choix de la connexion du transformateur à enroulements multiples.....	11
Choix du modèle équivalent du transformateur à enroulements multiples.....	12
OBJECTIFS	13
MÉTHODOLOGIE	13
CONTRIBUTIONS	16
CHAPITRE 1 DÉVELOPPEMENT D'UNE BORNE DE RECHARGE BASÉE SUR LE CONVERTISSEUR 3P-MAB.....	17
1.1 CONCEPT DE LA BORNE DE RECHARGE PROPOSÉE.....	18
1.1.1 Revue sur les méthodes de recharge pour bateaux	18

1.1.2	Principe de fonctionnement de la borne de recharge proposée.....	19
1.1.3	Scénarios de fonctionnement de la borne de recharge.....	21
1.2	LE CONVERTISSEUR TRIPHASÉ À PLUSIEURS PONTS ACTIFS (3P-MAB)	24
1.2.1	Structure du convertisseur 3p-MAB	24
1.2.2	Principe de fonctionnement du convertisseur 3p-MAB.....	26
1.2.3	Modulation de type SPS du convertisseur 3p-MAB.....	27
1.2.4	Transformateur à quatre (4) enroulements.....	28
1.3	ANALYSE DES ÉCHANGES DE PUISSANCE DANS LA BORNE DE RECHARGE	34
1.3.1	Analyse des échanges de puissance du scénario 1	34
1.3.2	Analyse des échanges de puissance du scénario 2.....	37
1.3.3	Analyse des échanges de puissance du scénario 3.....	39
1.4	COMMUTATION DOUCE DE TYPE ZVS DANS LE CONVERTISSEUR MAB.....	42
1.4.1	Définition	42
1.4.2	Condition de commutation de type ZVS dans le convertisseur MAB.....	42
CHAPITRE 2 DÉVELOPPEMENT ET VALIDATION DU MODÈLE		
ANALYTIQUE EN RÉGIME PERMANENT DU CONVERTISSEUR 3P-MAB		43
2.1	PARAMÈTRES DE SIMULATION DE LA BORNE DE RECHARGE.....	44
2.2	DESCRIPTION DU MODÈLE DU CONVERTISSEUR 3P-MAB SOUS EMTP®	46
2.3	MODÉLISATION LINÉAIRE PAR MORCEAUX DU CONVERTISSEUR 3P-MAB	48
2.3.1	Tension du point milieu virtuel.....	48
2.3.2	Courants initiaux du convertisseur.....	55
2.3.3	Valeur maximale des courants instantanés du convertisseur	60
2.3.4	Courants efficaces (RMS) du convertisseur	64
2.3.5	Courants moyens du convertisseur	66
2.3.6	Frontières de commutation de type ZVS du convertisseur	73
CHAPITRE 3 ÉTUDE DE CAS SUR LA CONCEPTION D'UNE BORNE DE		
RECHARGE DÉDIÉE À UN BATEAU DE PÊCHE HYBRIDE		77
3.1	DÉFINITION DES PARAMÈTRES DE LA BORNE DE RECHARGE	78
3.1.1	Le réseau électrique	78
3.1.2	Batteries de la borne de recharge	80
3.1.3	Les panneaux photovoltaïques.....	88
3.1.4	L'onduleur.....	93
3.2	GESTION DE LA PUISSANCE DANS LA BORNE DE RECHARGE.....	94

3.2.1 Description de la méthode	94
3.2.2 Présentation des résultats	96
CONCLUSION GÉNÉRALE.....	101
ANNEXE I : PARAMÈTRES DE LA BORNE DE RECHARGE	103
ANNEXE II : APPROXIMATION DE PREMIÈRE HARMONIQUE DANS LE DOMAINE DES PHASEURS.....	107
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	113

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 0.1 Comparaison de quelques convertisseurs DC-DC à ponts actifs.....	11
Tableau 1.1 Caractéristiques des bornes de recharge pour bateaux électriques [28]	18
Tableau 1.2 Scénarios de fonctionnement de la borne de recharge.....	23
Tableau 1.3 Signes possibles de puissance des ports de la borne de recharge	26
Tableau 1.4 Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 1	36
Tableau 1.5 Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 2	39
Tableau 1.6 Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 3	41
Tableau 2.1 Paramètres du modèle de simulation du convertisseur 3p-MAB.....	45
Tableau 2.2 Déphasages des ports du convertisseur 3p-MAB	46
Tableau 3.1 Paramètres d'entrées pour la modélisation de la batterie [68]	82
Tableau 3.2 Spécifications du système de stockage par batteries proposé	88
Tableau 3.3 Spécifications du panneau photovoltaïque.....	92
Tableau 3.4 Paramètres et spécifications de l'onduleur	93

LISTE DES FIGURES

Figure 0.1. Effet de l'industrie maritime sur la qualité de l'air local (adapté de [10])	2
Figure 0.2. Quelques exemples de bateaux de pêche hybrides.....	4
Figure 0.3. Configurations des propulsions hybrides en-bords (adapté de [26]).....	6
Figure 0.4. Bornes de recharge avec énergie solaire et stockage par batteries.....	9
Figure 1.1. Quelques bornes de recharge pour bateaux électriques.....	19
Figure 1.2. Schéma électrique de la borne de recharge proposée.....	20
Figure 1.3. Représentation 3D de la borne de recharge.....	20
Figure 1.4. Journée de pêche typique pour un homardier vue par la borne de recharge	21
Figure 1.5. La structure du convertisseur 3p-MAB	25
Figure 1.6. Modèle équivalent en triangle du transformateur.....	29
Figure 1.7. Modèle équivalent en étoile du transformateur à quatre (4) enroulements	33
Figure 1.8. Diagramme des échanges de puissances du scénario 1	35
Figure 1.9. Diagramme des échanges de puissances du scénario 2	38
Figure 1.10. Diagramme des échanges de puissances du scénario 3	40
Figure 2.1. Circuit du convertisseur 3p-MAB réalisé dans EMTP®.....	47
Figure 2.2. Modèle équivalent en Y simplifié du convertisseur 3p-MAB	48
Figure 2.3. Modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB sur une phase.....	51
Figure 2.4. Les tensions triphasées du point milieu du convertisseur 3p-MAB.....	55
Figure 2.5. Schéma équivalent simplifié du convertisseur référencé au port 1	55
Figure 2.6. Algorithme pour le calcul des courants initiaux avec MATLAB®	57
Figure 2.7. Tensions sur les trois phases à chacun des ports	59
Figure 2.8. Courants sur les trois phases à chacun des ports	60
Figure 2.9. Algorithme pour le calcul des courants maximaux avec MATLAB®.....	62
Figure 2.10. Courants sur la phase « a » à chacun des ports	63
Figure 2.11. Courants maximaux de la phase « a » des ports du convertisseur	64

Figure 2.12. Algorithme pour le calcul des courants efficaces avec MATLAB®	65
Figure 2.13. Courants efficaces à chaque port	66
Figure 2.14. Courants continus à chacun des ports	67
Figure 2.15. Algorithme pour le calcul des courants moyens avec MATLAB®.....	71
Figure 2.16. Courants moyens à chacun des ports	72
Figure 2.17. Puissances moyennes échangées à chacun des ports	72
Figure 2.18. Conditions de commutation nulle des ports du convertisseur sous EMTP®.....	74
Figure 3.1. Arbre de décision de la norme de raccordement au réseau (adapté de [65])	79
Figure 3.2. Circuit équivalent du modèle de batterie	80
Figure 3.3. Schéma du circuit équivalent du modèle sélectionné (adapté de [68]).....	81
Figure 3.4. Algorithme du modèle de batterie Li-ion implémenté dans MATLAB®	87
Figure 3.5. Modèle équivalent d'un panneau photovoltaïque (adapté de [72])	89
Figure 3.6. Algorithme de gestion de la puissance de la borne de recharge	96
Figure 3.7. Évolution journalière des tensions de la borne de recharge multi-source	97
Figure 3.8. Profil journalier des courants dans la borne de recharge multi-source.....	98
Figure 3.9. Profil journalier des puissances échangées dans la borne de recharge	99
Figure 3.10. Profil journalier de l'état de charge (SOC) de la batterie de la borne	99
Figure II.1. Modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB	107
Figure II.2. Modèle équivalent du modèle FHA du convertisseur 3p-MAB	108
Figure II.3. Diagramme de Fresnel du port 1 du convertisseur 3p-MAB	109
Figure II.4. Comparaison des modèles PLM et FHA des tensions du point milieu du convertisseur 3p-MAB.....	110
Figure II.5. Comparaison des modèles PLM et FHA des tensions primaires du convertisseur 3p-MAB.....	111
Figure II.6. Comparaison des modèles PLM et FHA des courants primaires du convertisseur 3p-MAB.....	112

LISTE DES ABRÉVIATIONS, DES SIGLES ET DES ACRONYMES

1p-DAB	<i>Single-phase dual active bridge</i> (Convertisseur monophasé à pont actif)
3p-DAB	<i>Three-phase dual active bridge</i> (Convertisseur triphasé à pont actif)
1p-TAB	<i>Single-phase triple active bridge</i> (Convertisseur monophasé à triple pont actif)
3p-TAB	<i>Three-phase triple active bridge</i> (Convertisseur triphasé à triple pont actif)
3p-MAB	<i>Three-phase multi active bridge</i> (Convertisseur triphasé multi pont actif)
B2G	<i>Boat to grid</i> (Bateau-vers-réseau)
CO₂	Dioxyde de carbone
DAB	<i>Dual active bridge</i> (Convertisseur à pont actif)
EMTP®	<i>Electromagnetic Transients Program</i>
FHA	<i>First harmonic approximation</i> (Approximation de première harmonique)
GES	Gaz à effet de serre
IGBT	<i>Insulated gate bipolar transistor</i>
MAB	<i>Multi active bridge</i> (Convertisseur à ponts actifs multiples)
MANA	<i>Modified augmented nodal analysis</i> (Analyse nodale augmentée modifiée)
MOSFET	<i>Metal-oxide-semiconductor field-effect transistor</i>
MPO	Ministère des Pêches et des Océans du Canada
NO_x	Oxydes d'azote
OMI	Organisation Maritime Internationale
PLM	<i>Piece wise linear model</i> (Modèle linéaire par morceaux)
PV	Photovoltaïque
PWM	<i>Pulse width modulation</i> (Modulation par largeur d'impulsion)

SOC	<i>State-Of-Charge</i> (État de charge)
SODES	Société de développement économique du Saint-Laurent
SPS	<i>Single phase shift</i> (Modulation par déphasage unique)
STC	<i>Standard Test Conditions</i> (Conditions d'essai standard)
TAB	<i>Triple active bridge</i> (Convertisseur triphasé à triple pont actif)
ZCS	<i>Zero current switching</i> (Commutation douce à courant nul)
ZVS	<i>Zero voltage switching</i> (Commutation douce à tension nulle)

INTRODUCTION GÉNÉRALE

MISE EN CONTEXTE

Décarbonation de la pêche commerciale au Québec

La pêche commerciale façonne la vie sociale et économique de nombreuses communautés du Québec maritime [1]. Le Québec maritime abrite une flotte de plus d'un millier de bateaux de pêche [2], dont la plupart fonctionnent au diesel ou à l'essence. Cette flotte est de plus en plus vieillissante et de plus en plus énergivore [3]. Cette augmentation de la consommation en carburant entraîne une intensification des émissions des gaz à effet de serre (GES) et de divers polluants. Ces rejets incluent des polluants comme le carbone noir, les oxydes d'azote (NO_x) et les composés soufrés. Ensemble, ils dégradent la qualité de l'air et les conséquences sont multiples – elles touchent l'environnement et menacent la santé humaine comme illustré à la Figure 0.1.

L'émergence des enjeux liés à la décarbonation des activités et à l'approvisionnement en produits aquatiques écocertifiés [4] force actuellement l'industrie de la pêche à innover afin d'améliorer son bilan environnemental. Les événements récents [5] montrent aussi une réalité préoccupante; étant fortement dépendante des variations des prix du carburant, la rentabilité et la compétitivité de l'industrie des pêches au Québec restent fragiles. Au Québec, le *Plan d'action ministériel pour l'industrie des pêches et de l'aquaculture 2018-2025* [6] vise notamment à réduire les émissions de gaz à effet de serre et à limiter la consommation de carburant. Ce plan s'insère dans la tendance actuelle de l'industrie maritime québécoise à vouloir décarboner ses activités. Le groupe de travail sur la décarbonation de l'industrie maritime québécoise [7] a d'ailleurs récemment élaboré un plan d'actions visant la réduction des émissions de l'industrie maritime du Québec [8]. Ce plan vise principalement à aligner

les efforts provinciaux avec les cibles de décarbonation de l'Organisation Maritime Internationale (OMI) [9]. Ce plan mise sur des solutions durables et innovantes, notamment l'électrification des infrastructures portuaires, l'adoption de carburants alternatifs et l'intégration de **technologies de propulsion plus vertes**.

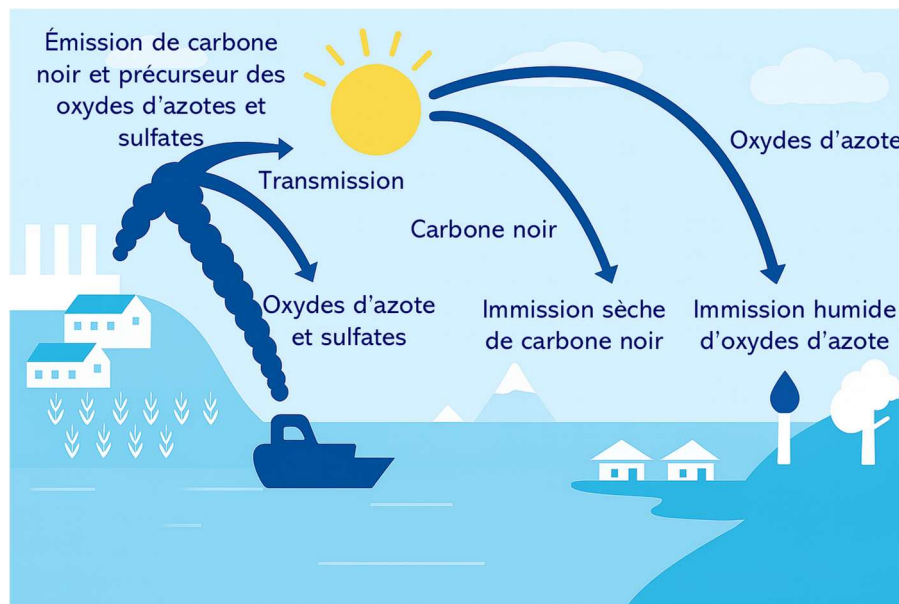


Figure 0.1. Effet de l'industrie maritime sur la qualité de l'air local (adapté de [10])

L'électrification des bateaux de pêche

Parmi les technologies de propulsion plus vertes, plusieurs solutions émergent comme alternatives pour moderniser les bateaux de pêche. Parmi celles-ci, l'**électrification** (100 % électrique ou hybridation) convient bien aux navires côtiers, comme les bateaux de pêche. L'électrification des bateaux de pêche est d'ailleurs considérée comme une solution prometteuse pour répondre à plusieurs enjeux liés à la durabilité, à la résilience et à la pérennité de l'industrie de la pêche [11]–[13] en plus d'être l'une des voies privilégiées par le *Plan pour une économie verte 2030* [14] du gouvernement du Québec. L'utilisation de batteries dans les propulsions 100 % électriques et hybrides des navires est aussi considérée comme une solution hautement réalisable sur le plan technique et capable de générer des bénéfices économiques et environnementaux significatifs [15].

Aujourd'hui, avec le niveau technologique disponible, l'**hybridation** apparaît comme l'avenue la plus réaliste face aux limites actuelles de la propulsion 100 % électrique, notamment en ce qui concerne l'autonomie, le coût des batteries et les contraintes de poids et d'espaces. Les systèmes hybrides associent un moteur thermique avec une propulsion électrique. Cette combinaison offre une solution applicable à court terme [11]. Un tel système faciliterait aussi la conversion des bateaux existants et permettrait d'améliorer le rendement énergétique, de réduire la consommation de carburant et d'atténuer la charge financière liée aux coûts du carburant pour les pêcheurs. Ce mode de propulsion convient aussi à la conception de nouveaux bateaux de pêche [12].

Plusieurs initiatives réalisées à travers le monde, notamment en Norvège et au Canada, ont d'ailleurs déjà montré des résultats prometteurs dans le secteur de la pêche. Par exemple, entre 2015 et 2019, trois projets d'électrification de bateaux de pêche ont vu le jour en Norvège et ont montré des économies de carburant et des réductions des émissions de gaz à effet de serre allant de 25 % à 70 % [16]–[18]. Quatre exemples d'initiatives (Figure 0.2) sont présentés dans le paragraphe qui suit.

Le *Karoline* (Figure 0.2a) [19] a été conçu en 2015 par le constructeur norvégien *Selfa Arctic* pour pêcher dans les eaux de la Norvège. Il est considéré comme le premier bateau de pêche intégrant une technologie hybride diesel-électrique. Il a été élaboré en mettant l'accent sur la diminution des émissions de CO₂ et du bruit sous-marin. Ce dernier avait pour objectif de démontrer la faisabilité économique et environnementale de l'hybridation dans le secteur de la pêche. Au Québec, le *San Marco VII* (Figure 0.2b) [20] est un bateau de pêche hybride de 24 m (78 pieds) fabriqué en 2024 par le *chantier naval Forillon* destiné aux opérations multi pêche (sébaste et crabe des neiges) dans le Golfe du Saint-Laurent. De son côté, le *Ti-Ovide* (Figure 0.2c) [21] est un bateau de pêche hybride spécialement conçu pour la pêche au homard. Sa construction a été lancée en novembre 2021 par *Conception navale FMP*. Avec ses 36 pieds de longueur et ses 12 pieds de largeur, le *Ti-Ovide* est propulsé par un moteur hors-bord à essence, auquel vient s'ajouter un moteur hors-bord électrique de 80 hp, offrant ainsi une solution hybride adaptée aux exigences de la pêche côtière. Pour terminer,

le *Ciktek* dont le nom signifie « *celui qui est silencieux* » (Figure 0.2d) [22], est un bateau de pêche hybride fabriqué en 2023, également par *Conception navale FMP*, issu du fruit d’une collaboration entre le grand Conseil de la Première Nation Wolastoqiyik Wamspekwik et le ministère des Pêches et des Océans du Canada (MPO). Ce bateau de pêche côtière, ayant des dimensions similaires au *Ti-Ovide*, peut atteindre une vitesse maximale de 32 nœuds et a été conçu pour répondre aux besoins des pêcheries locales tout en réduisant leur dépendance aux carburants fossiles.



(a) Le *Karoline* [19]



(b) Le *San Marco VII* [20]



(c) Le *Ti-Ovide* [21]



(d) Le *Ciktek* [22]

Figure 0.2. Quelques exemples de bateaux de pêche hybrides

Les bateaux de pêche étant vieillissants au Québec, il est attendu que la prochaine décennie sera marquée par le renouvellement des flottes de bateaux. Il s’agira alors d’une période propice pour l’hybridation des bateaux, soit par la réfection de ceux arrivés au milieu de leur vie utile ou par la construction de nouveaux bateaux hybrides pour remplacer ceux en fin de vie. Alors que les chantiers navals disposent de plus de flexibilité au niveau des choix de configurations pour les nouveaux bateaux, l’hybridation des bateaux existants dépendra

fortement de la configuration de propulsion thermique déjà en place. Néanmoins, peu importe qu'il s'agisse d'un nouveau bateau ou d'un bateau existant, la configuration de propulsion est déterminante pour choisir et intégrer des technologies hybrides adaptées [23]. On distingue deux (2) grandes configurations de propulsion. La propulsion *hors-bord* place le système de propulsion à l'extérieur de la coque alors que la propulsion *en-bord* installe ce système à l'intérieur de la coque. Dans les bateaux de pêche, les moteurs thermiques hors-bords fonctionnent majoritairement à l'essence et les moteurs thermiques en-bords au diesel. Pour les systèmes hors-bords, l'hybridation consiste typiquement à ajouter un moteur électrique hors-bord à l'arrière du bateau alimenté par un système de batterie, comme dans le cas du *Ti-Ovide* [21]. Pour les propulsions dites en-bords, on distingue trois architectures principales de propulsion hybride (Figure 0.3) : *série*, *parallèle* et *série-parallèle*. Dans un système en *série*, les hélices du bateau sont entraînées par des moteurs électriques. L'énergie électrique provient d'un moteur thermique qui entraîne un générateur électrique et d'un système de stockage par batteries (Figure 0.3a). Dans un système en *parallèle*, un moteur thermique et un moteur électrique agissent ensemble à travers une boîte de vitesse pour propulser le bateau (Figure 0.3b). Finalement, le système de propulsion hybride en *série-parallèle* combine un système en série avec un système en parallèle pour profiter des avantages de ces deux (2) architectures (Figure 0.3c) [24].

Parmi les enjeux de l'hybridation des bateaux de pêche commerciale, la disponibilité, l'efficacité et les fonctionnalités des **infrastructures de recharge à terre** demeurent importantes. Tout comme les voitures électriques qui dépendent de bornes de recharge [25], les bateaux de pêche hybrides ont besoin d'emplacements spécifiques pour recharger leurs batteries, et ce, peu importe que les moteurs soient en-bords ou hors-bords ou encore la configuration de propulsion utilisée (dans le cas de la propulsion en-bord). Les performances opérationnelles des bornes de recharge nécessitent des solutions technologiques adaptées qui prennent en compte les contraintes spécifiques des pêcheurs, des gestionnaires de ports et des distributeurs d'électricité.

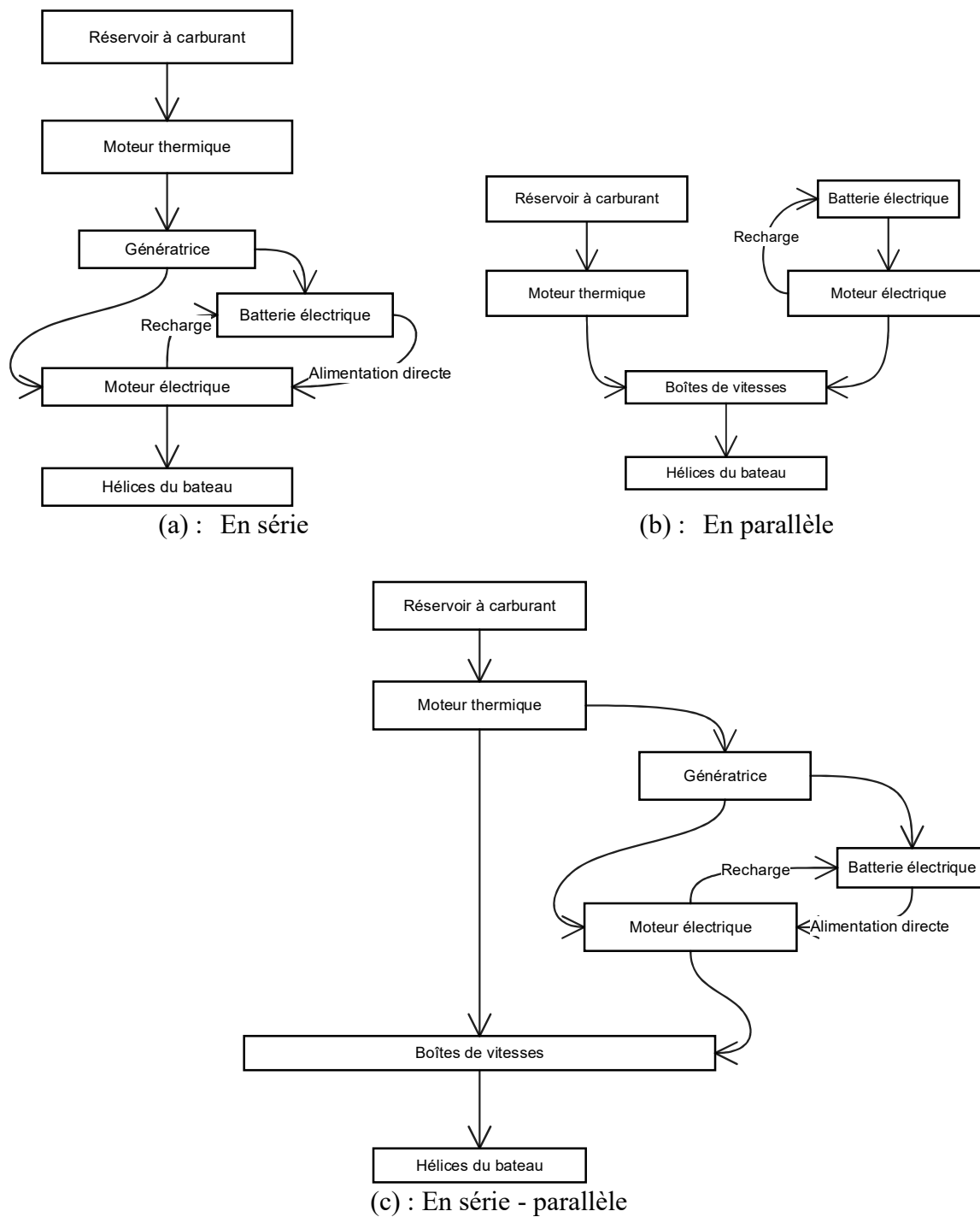


Figure 0.3. Configurations des propulsions hybrides en-bords (adapté de [26])

PROBLÉMATIQUE

La littérature et les discussions avec les acteurs de l'industrie de la pêche suggèrent que les bateaux de pêche hybrides restent marginaux en raison de nombreuses barrières techniques, économiques et sociales spécifiques aux secteurs maritimes et de la pêche, ainsi qu'au contexte local. Parmi eux, l'absence d'infrastructures de recharge à terre et le faible retour sur investissement pour les propriétaires de ports et les compagnies d'électricité semblent demeurer des obstacles importants.

Tout d'abord, les bornes de recharge doivent offrir une puissance suffisante pour charger les navires durant la période à quai. Puisque les pêcheurs d'une même région ont souvent des habitudes similaires pour un type de pêche donné, le déploiement à grande échelle des bateaux de pêche hybrides pourrait entraîner de nouvelles pointes de charge pendant certaines périodes de l'année (saisons de pêche) et de la journée. Par conséquent, les gestionnaires de ports et les distributeurs d'électricité pourraient devoir faire des **investissements initiaux importants** pour s'assurer que leurs infrastructures puissent répondre à la demande pendant les saisons de pêche. Toutefois, la durée limitée des saisons de pêche (typiquement d'avril à juillet, c'est-à-dire moins de trois à quatre mois par année) limite considérablement la période de rentrées d'argent pour les gestionnaires de ports et les distributeurs d'électricité, **réduisant ainsi leur retour sur investissement** si la tarification aux pêcheurs n'est pas adaptée.

Le déploiement à grande échelle de bateaux de pêche hybrides nécessitera certes des **infrastructures de recharge** de capacité suffisante, qui offrent un retour sur investissement favorable à la fois pour les gestionnaires de ports et pour le distributeur, et qui aura un impact le plus faible possible sur le réseau électrique, déjà de plus en plus sollicité en raison d'autres initiatives d'électrification des transports. Ce projet explore ainsi un concept de **borne de recharge multi-source** qui pourrait avoir le potentiel de répondre à tous ces enjeux.

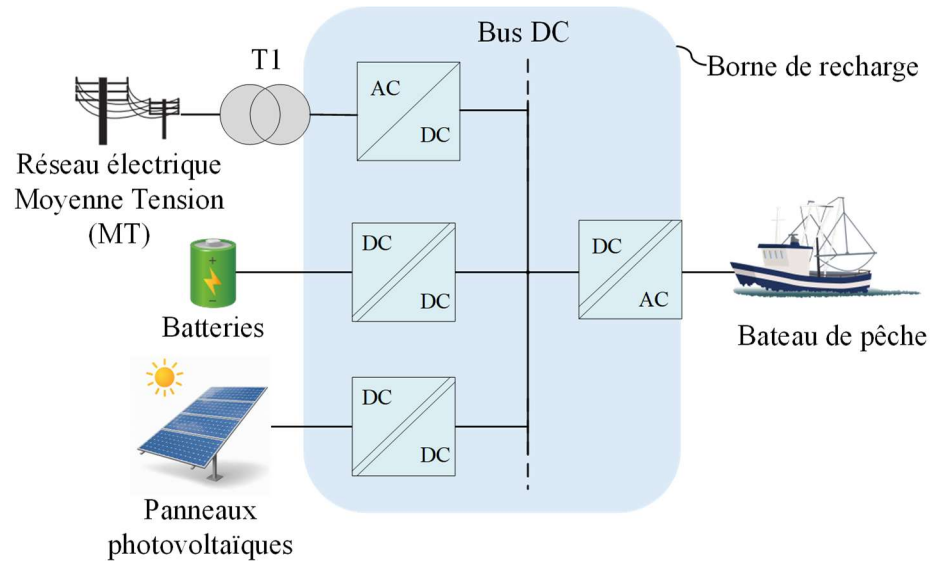
SPÉCIFICITÉS DE LA BORNE DE RECHARGE PROPOSÉE

Choix de l'architecture de la borne de recharge multi-source

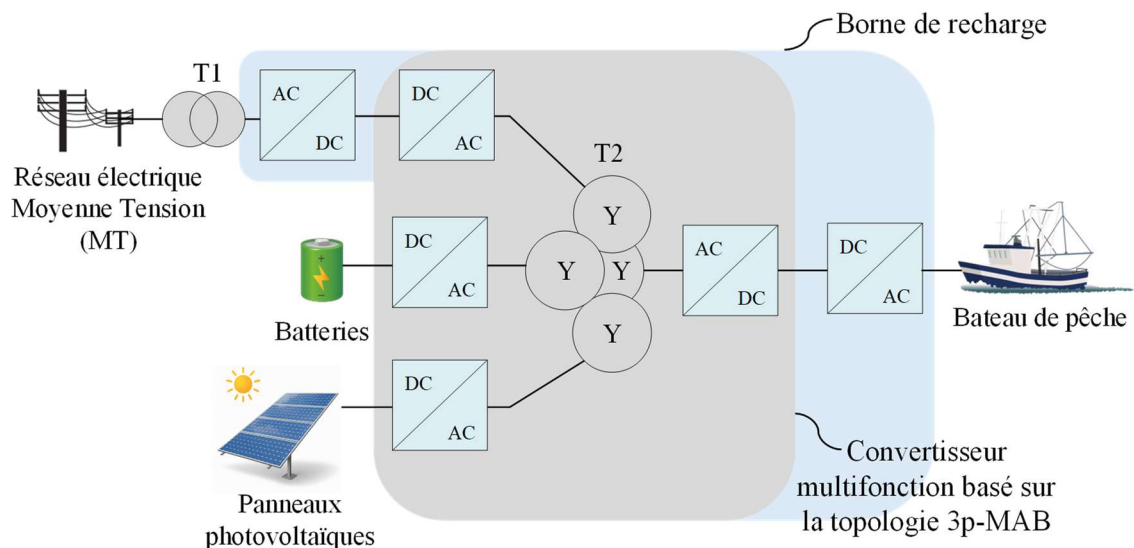
Une **borne de recharge dite « multi-source »** dispose d'au moins deux (2) sources d'énergie pour approvisionner la demande de charge. Ces sources peuvent être conventionnelles (ex. : réseau électrique), renouvelables (ex. : solaire, éolienne) ou encore mixtes (réseau électrique et renouvelable). Ce type de borne de recharge s'appuie sur des convertisseurs d'électronique de puissance de type AC-DC, DC-DC et DC-AC pour assurer le conditionnement de l'énergie issue des diverses sources et la transférer vers un point de raccordement commun, appelé bus de tension qui peut être en AC ou en DC. L'adoption d'une borne de recharge multi-source offre un atout majeur dans le contexte de la pêche; en intégrant des énergies renouvelables comme le solaire, elle peut contribuer à alléger la pression sur le réseau lors des pointes associées à la recharge des bateaux à quai et favoriser l'utilisation des énergies dites « vertes » pour la recharge des bateaux [27], [28]. Cependant, l'intégration du stockage, comme les batteries, est essentielle pour compenser l'intermittence des énergies renouvelables. En particulier, les batteries peuvent servir de tampons en emmagasinant l'énergie solaire produite lorsque les bateaux sont au large (aucune charge) et en la restituant lorsque les bateaux se rechargent à quai.

À titre d'exemple, la Figure 0.4 (a) montre le concept d'une borne de recharge multi-source isolée galvaniquement, basée sur la structure conventionnelle à bus DC commun proposée par [29] et [30], et qui est constituée d'une source d'alimentation par le réseau électrique, de panneaux photovoltaïques et de batteries. Les trois sources (réseau, panneaux et batteries) et la charge (bateau) sont connectées au bus DC via un convertisseur d'électronique de puissance dédié, avec isolation galvanique intégrée (lorsque nécessaire). Cette structure possède deux (2) désavantages principaux : 1) elle nécessite un asservissement interne indépendant pour chacun des convertisseurs, et 2) elle nécessite une isolation galvanique individuelle pour chacun des convertisseurs. Ces désavantages nous ont amenés à explorer une structure alternative utilisant un convertisseur multifonction, comme

montré à la Figure 0.4 (b). Il est à noter que même si la structure alternative proposée semble montrer a priori un plus grand nombre d'étages de conversion que la structure conventionnelle, ce n'est pas nécessairement le cas – le nombre d'étages de conversion dépend fortement du choix topologique de chaque convertisseur avec la structure conventionnelle.



(a) : Structure conventionnelle sans convertisseur multifonction (adapté de [30])



(b) : Structure proposée avec convertisseur multifonction

Figure 0.4. Bornes de recharge avec énergie solaire et stockage par batteries

Les années 1990 ont été marquées par l'apparition des premiers convertisseurs à deux (2) ponts actifs (*dual active bridge*, DAB), en version monophasée (1p) et triphasée (3p). Ces topologies, introduites dans les travaux de [31], posent les bases des convertisseurs DC-DC à plusieurs ponts actifs actuels. Leur succès repose sur des avantages clés : ils sont bidirectionnels, permettent d'adapter des sources ayant des tensions nominales différentes, offrent une isolation galvanique et permettent de réaliser une commutation douce à tension nulle (*zero voltage switching*, ZVS) qui les rendent plus efficaces que d'autres topologies bidirectionnelles isolées [32]. Dans cette lignée, la topologie dite « à multiples ponts actifs », connue sous le nom de MAB (*multi active bridge*) semble être une alternative intéressante à l'approche conventionnelle pour développer une borne de recharge compacte, efficace et flexible. La version à trois (3) ponts actifs du MAB est connue sous le nom de *triple active bridge* (TAB) et la version à quatre (4) ponts actifs sous l'appellation *quadruple active bridge* (QAB). Dans ce mémoire, la version à quatre (4) ponts actifs du MAB sera investiguée comme montré sur la Figure 0.4 (b).

Le convertisseur de type MAB prolonge naturellement la logique du DAB, en reprenant ses caractéristiques fondamentales et en les adaptant à un système multi-source [33], [34]. En plus de ses avantages inhérents, l'utilisation du convertisseur de type MAB présente deux (2) avantages principaux par rapport à l'approche conventionnelle dans le contexte d'une borne de recharge multi-source isolée galvaniquement : 1) il permet de centraliser le contrôle des échanges d'énergie à l'intérieur d'un seul convertisseur, et 2) il permet de réaliser l'isolation galvanique avec un seul transformateur à moyenne fréquence, offrant le potentiel d'être moins volumineux.

L'augmentation du nombre de ponts, mais aussi du nombre de phases, dans un convertisseur MAB entraîne toutefois une hausse significative du nombre d'interrupteurs d'électronique de puissance (transistors et diodes). Par exemple, un 1p-DAB requiert 8 interrupteurs (4 par ponts) alors qu'un 1p-QAB (version à 4 ponts du MAB) nécessite 16 interrupteurs. En revanche, un 3p-DAB en requiert 12 (6 par ponts) alors qu'un 3p-QAB en requiert 24, comme résumé dans le Tableau 0.1.

Malgré le plus grand nombre d'interrupteurs requis et sa structure plus complexe, la version triphasée présente de nombreux avantages par rapport à la version monophasée [35]–[37] : la fréquence des ondulations résiduelles est supérieure (réduction de la taille des condensateurs de filtrage), le courant circulant dans les interrupteurs est plus faible (réduction du stress sur les interrupteurs) et elle permet d'optimiser l'utilisation des matériaux conducteurs et magnétiques du transformateur (réduction des dimensions du transformateur). Dans ce mémoire, la version triphasée (3p) est donc retenue.

Tableau 0.1

Comparaison de quelques convertisseurs DC-DC à ponts actifs

Abréviations	Définition	Nombre d'interrupteurs
1p-DAB	<i>Single-phase dual active bridge</i>	Huit (8)
3p-DAB	<i>Three-phase dual active bridge</i>	Douze (12)
1p-QAB	<i>Single-phase quadruple active bridge</i>	Seize (16)
3p-QAB*	<i>Three-phase quadruple active bridge</i>	Vingt-quatre (24)

*L'appellation « QAB » **ne** sera **pas** utilisée dans ce mémoire pour désigner le convertisseur proposé. L'appellation MAB sera préférée puisque le convertisseur MAB peut être utilisé autant en TAB (3 ponts actifs) qu'en QAB (4 ponts actifs), selon les scénarios d'opération.

Choix de la connexion du transformateur à enroulements multiples

Le transformateur à enroulements multiples constitue l'élément central du convertisseur MAB. Dans ce mémoire, il est constitué de quatre (4) enroulements qui permettent la connexion des quatre (4) systèmes pouvant avoir des tensions de fonctionnement différentes. Tout comme pour la version triphasée du convertisseur DAB, le schéma de connexion des enroulements du transformateur peut être en étoile (Y-Y) ou en étoile-triangle (Y- Δ). La connexion des enroulements du transformateur affecte les propriétés opérationnelles du convertisseur [38], [39]. Par rapport à la connexion Y-Y, il a été démontré dans [38] que la connexion Y- Δ offre de meilleures performances en termes de contraintes sur les interrupteurs. La connexion Y-Y offre cependant une plus grande plage de fonctionnement en ZVS à haute puissance, notamment lorsque le ratio normalisé entre la

tension d'entrée et la tension de sortie augmente. D'un point de vue de la modélisation, le modèle mathématique avec la connexion Y-Y est aussi plus simple à dériver puisque les courants dans les enroulements du transformateur correspondent directement au courant sur chacune des phases, et ne sont donc pas une recombinaison du courant sur chaque phase. De plus, la connexion Y-Y n'introduit pas de déphasage de 30° à prendre en compte dans la modélisation et le contrôle. Afin de faciliter une première exploration de la topologie MAB pour l'application à une borne de recharge, tous les enroulements du transformateur proposé sont assumés être connectés en étoile (Y). L'utilisation d'enroulements connectés en triangle (Δ) est laissée pour des travaux de recherche futurs.

Choix du modèle équivalent du transformateur à enroulements multiples

La théorie des transformateurs à enroulements multiples a été largement explorée dans plusieurs travaux [40]–[42]. Dans le cas du MAB, le nombre d'enroulements du transformateur correspond toujours au nombre de ports (ou de ponts actifs), soit quatre (4) dans ce mémoire. Cette multiplicité augmente la complexité de l'obtention des équations analytiques qui décrivent le comportement des convertisseurs intégrant de tels transformateurs [43]. Pour surmonter cette difficulté, les analyses s'appuient sur des équations dérivées à partir d'un modèle équivalent du transformateur [44]. Le choix de ce modèle est cependant crucial. Un modèle inadapté peut manquer de généralité et ne pas reproduire fidèlement le comportement réel du convertisseur dans diverses conditions. À l'opposé, un modèle trop détaillé ou complexe risque de produire des résultats plus difficiles à exploiter et à interpréter. De plus, certains modèles présentent des problèmes de conditionnement numérique, ce qui compromet la stabilité et la précision des simulations temporelles [45]. Divers modèles sont proposés dans la littérature pour représenter avec précision les phénomènes de couplage magnétique dans les convertisseurs multiports. Le modèle qui correspond le mieux à notre étude est le modèle dit « N-port » [46], [47]. Celui-ci s'appuie sur le transformateur conventionnel pour représenter les rapports de transformation et intègre un réseau d'inductances de fuite qui reflète les couplages magnétiques entre les ports et peut être représenté selon deux (2) configurations : en

triangle (Δ) ou en étoile (Y) [48]. Ces deux (2) configurations seront étudiées dans ce mémoire.

OBJECTIFS

L'objectif général de ce projet de recherche est d'explorer l'utilisation de la structure du convertisseur triphasé à plusieurs ponts actifs (3p-MAB) afin de favoriser son intégration future au sein d'une borne destinée à la recharge de bateaux de pêche hybrides. Afin d'atteindre cet objectif général, trois (3) objectifs spécifiques ont été définis, chacun correspondant à un chapitre distinct de ce mémoire.

Objectif 1 : Développer un concept de borne de recharge basée sur le convertisseur 3p-MAB en prenant en compte les contraintes imposées par les activités de pêche, les gestionnaires de ports et le distributeur d'électricité (CHAPITRE 1).

Objectif 2 : Développer, implémenter et valider un modèle mathématique décrivant le fonctionnement du convertisseur 3p-MAB en régime permanent (CHAPITRE 2).

Objectif 3 : Réaliser une étude de cas concrète d'utilisation du concept proposé pour la recharge d'un bateau de pêche hybride (CHAPITRE 3).

MÉTHODOLOGIE

La méthodologie adoptée pour ce projet de recherche est structurée en trois (3) grandes étapes, chacune correspondant à un objectif et à un chapitre du mémoire. Cette approche séquentielle et progressive vise à développer, à modéliser et à analyser le concept d'une borne de recharge multifonction basée sur la topologie du convertisseur de type 3p-MAB appliquée à un cas d'étude représentatif des activités de pêche au Québec.

Étape 1 – Développer un concept de borne de recharge basée sur le convertisseur 3p-MAB en prenant en compte les contraintes imposées par les activités de pêche, les gestionnaires de ports et le distributeur d'électricité (**Objectif 1**).

Le CHAPITRE 1 commence par une analyse des méthodes de recharge adaptées aux bateaux de pêche, en distinguant les besoins liés à la recharge rapide et à la recharge lente [49]. Le concept de la borne de recharge multi-source est ensuite développé autour d'un convertisseur de type 3p-MAB, capable d'interconnecter le réseau, des batteries, des panneaux photovoltaïques et un bateau de pêche, et de fonctionner sous trois scénarios opérationnels distincts (**scénario 1** : bateau en mer durant la saison de pêche, **scénario 2** : bateau à quai durant la saison de pêche, **scénario 3** : hors saison de pêche). L'analyse structurelle et fonctionnelle du 3p-MAB comprend la description des ponts actifs, du transformateur à quatre (4) enroulements et de la technique de modulation par décalage de phase de type SPS (*single phase shift*) utilisée. Une attention particulière est aussi portée au choix du modèle équivalent du transformateur (triangle [Δ] et étoile [Y]) afin d'évaluer son impact sur les équations analytiques développées. L'étude des points d'opération sous les différents scénarios opérationnels permet de préciser les rôles des ports et les directions des transferts énergétiques dans chacun des cas. Ce chapitre décrit également l'importance de la commutation de type ZVS pour limiter les pertes et améliorer le rendement global de la borne de recharge [50].

Étape 2 – Développer, implémenter et valider un modèle mathématique décrivant le fonctionnement du convertisseur 3p-MAB en régime permanent (**Objectif 2**).

La méthodologie adoptée dans le CHAPITRE 2 repose sur une approche basée sur la modélisation linéaire par morceaux (*piecewise linear model*, PLM) [51] en s'appuyant sur les modèles équivalents du transformateur à quatre (4) enroulements (triangle [Δ] et étoile [Y]) établis au CHAPITRE 1. À partir de ce cadre, il devient possible de dériver de manière systématique plusieurs grandeurs électriques clés : les courants initiaux, les valeurs maximales des courants instantanés, les courants efficaces (*root mean square*, RMS), la valeur moyenne du courant du côté DC de chacun des ports, ainsi que les frontières de commutation douce à tension nulle (ZVS) pour chaque port du convertisseur. Les équations

analytiques sont implémentées avec une formulation symbolique sous MATLAB® et validées par des simulations numériques à l'aide du logiciel EMTP® (*Electromagnetic Transients Program*). Dans le cadre de ce projet, le logiciel EMTP® a été utilisé puisqu'il permet de simuler efficacement les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux. Son efficacité numérique s'explique par la formulation des équations avec l'approche nodale modifiée augmentée (*modified augmented nodal analysis*, MANA) et leur résolution numérique avec les méthodes d'intégration trapézoïdale (en temps normal) et *Backward Euler* (lors des commutations); cette approche le rend particulièrement adapté à la validation d'un modèle analytique de convertisseur d'électronique de puissance obtenu avec l'approche de modélisation de type PLM [52], [53].

Étape 3 – Réaliser une étude de cas concrète d'utilisation du concept proposé pour la recharge d'un bateau de pêche hybride (**Objectif 3**).

Le CHAPITRE 3 consiste à évaluer le concept de borne de recharge dans un cas concret d'utilisation pour la recharge d'un bateau de pêche hybride, afin d'évaluer les contraintes de l'application sur le dimensionnement et l'opération du convertisseur 3p-MAB. Cette approche débute par la définition des paramètres techniques de la borne de recharge, incluant les caractéristiques des ports, comme les plages de tension et de puissance, les batteries, les panneaux photovoltaïques et l'onduleur, ainsi que les valeurs des déphasages appliqués dans les scénarios étudiés. Enfin, une analyse sur la gestion des échanges d'énergie dans la borne de recharge est effectuée avec pour objectif d'évaluer le bilan énergétique journalier de la borne de recharge multi-source pour répondre à la demande énergétique du bateau durant la saison de pêche. Elle repose sur une redistribution (si disponible) de la puissance entre les ports.

CONTRIBUTIONS

La **contribution scientifique** principale de ce mémoire repose sur la construction d'un modèle analytique décrivant le comportement en régime permanent du convertisseur 3p-MAB (version à 4 ports) et la validation de sa précision par simulation dans le domaine du temps avec un modèle détaillé développé dans le logiciel EMTP®. Ce modèle intègre les contraintes des systèmes multiports isolés, en s'appuyant sur un transformateur à enroulements multiples représenté selon l'approche « N-port ». L'originalité du travail vient de son implémentation, soit une programmation symbolique sous MATLAB® permettant l'usage simple et efficace d'une modélisation linéaire par morceaux. Une fois validé, le modèle analytique permet de réaliser des études paramétriques avancées sans avoir recours à de multiples simulations temporelles en lot. Cela permet d'accélérer le processus de conception et d'analyse de cette topologie de convertisseur. Le modèle analytique développé permet de recomposer point par point toutes les formes d'ondes de courant dans le transformateur, ce qui permet notamment d'en calculer la valeur initiale, la valeur crête, la valeur efficace et les plages de fonctionnement en commutation de type ZVS à chacun des ponts en fonction des conditions d'opération du convertisseur.

La **contribution industrielle** principale de ce mémoire consiste à l'application du modèle analytique pour étudier le fonctionnement du convertisseur 3p-MAB pour un concept de borne de recharge multi-source qui prend en compte les contraintes spécifiques des pêcheurs, des gestionnaires de ports et des distributeurs d'électricité dans le contexte québécois. Le système intègre le réseau du distributeur, des panneaux solaires et des batteries pour offrir une recharge souple, stable et écoresponsable. Il assure la coordination des flux d'énergie et l'isolation galvanique entre toutes les sources et le bateau, et pourrait potentiellement mener à une plus grande densité de puissance, une sécurité accrue et une réduction des coûts. Le concept proposé est une réponse réaliste aux enjeux actuels et vise à accompagner la transition énergétique de l'industrie maritime en analysant une solution durable pour les gestionnaires de ports.

CHAPITRE 1

DÉVELOPPEMENT D'UNE BORNE DE RECHARGE BASÉE SUR LE CONVERTISSEUR 3P-MAB

Ce chapitre présente une description du concept de borne de recharge pour bateau de pêche basée sur un convertisseur de type 3p-MAB, de son fonctionnement et du modèle du transformateur à quatre (4) enroulements.

La **section 1.1** présente les méthodes de recharge adaptées aux bateaux de pêche et le choix de la méthode retenue pour le concept de borne proposé. Elle décrit aussi le principe de fonctionnement de la borne à travers les rôles de ses quatre (4) ports : réseau, batteries, panneaux photovoltaïques et bateau de pêche. Trois (3) scénarios opérationnels sont aussi proposés pour illustrer la flexibilité et la gestion des flux de puissance de la borne de recharge. Le cas particulier de la pêche au homard au Québec est considéré.

La **section 1.2** présente la structure du convertisseur de type 3p-MAB avec ses (4) ponts actifs, ses composants de puissance et le rôle du transformateur à quatre (4) enroulements, justifiant au passage l'usage des modèles équivalents en connexion triangle (Δ) et étoile (Y) pour la modélisation analytique. La modulation à décalage de phase unique (*single phase shift*, SPS) utilisée pour contrôler les transferts de puissance entre les ports y est aussi décrite.

La **section 1.3** présente l'analyse des échanges de puissance dans la borne de recharge multi-source équipée d'un convertisseur 3p-MAB dans les trois scénarios (3) proposés. Dans le **scénario 1**, le réseau électrique et les panneaux photovoltaïques rechargent les batteries de la borne; dans le **scénario 2**, le bateau se recharge à l'aide du réseau, des batteries de la borne et des panneaux; enfin, dans le **scénario 3**, les batteries de la borne et les panneaux injectent leur énergie vers le réseau (mode d'autoproduction).

La **section 1.4** présente l'importance de la commutation douce à tension nulle (*zero voltage switching*, ZVS), en soulignant son rôle dans la réduction des pertes. Les conditions

spécifiques de ZVS sont dérivées à partir du modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB développé au CHAPITRE 2.

1.1 CONCEPT DE LA BORNE DE RECHARGE PROPOSÉE

1.1.1 Revue sur les méthodes de recharge pour bateaux

Les systèmes de recharge pour bateaux de pêche doivent anticiper les évolutions technologiques tout en intégrant les solutions déjà largement adoptées aujourd’hui. Ils doivent rester simples à utiliser, comme les bornes pour voitures électriques. En parallèle, ces infrastructures doivent être conçues pour résister aux contraintes de l’environnement côtier : humidité permanente et conditions parfois extrêmes. La recharge des bateaux est divisée en deux (2) grandes catégories (Tableau 1.1) [28] : 1) la recharge rapide en courant continu (DC), utilisée lorsque le bateau fait escale à un quai, par exemple lors de la livraison dans une usine de transformation de poisson où le temps de recharge est limité, et 2) la recharge lente, en courant alternatif (AC), utilisée lorsque les bateaux sont au port d’attache et disposent de plus de temps pour la recharge. Au Québec, il est attendu que la recharge lente en AC sera prédominante pour les activités de pêche courantes comme les pêches au homard et au crabe. Ce mémoire se concentre sur les solutions de recharge lente. Peu importe le type de recharge (rapide ou lente), les bornes de recharge peuvent toutefois générer une demande de charge simultanée à différents moments de la journée durant les saisons de pêche.

Tableau 1.1

Caractéristiques des bornes de recharge pour bateaux électriques [28]

Type de recharge	Puissance typique	Usage principal
Courant alternatif (AC)	3 kW – 22 kW (prise 120 –240 V)	Recharge lente (> 5 h)
Courant continu (DC)	75 kW – 360 kW (prise 400 –750 V)	Recharge rapide (< 1 h)

La Figure 1.1 illustre différents types de bornes de recharge installées dans des contextes variés. On observe que certaines sont positionnées à proximité immédiate des voies navigables et des édifices industriels (Figure 1.1 a), tandis que d'autres se trouvent dans des marinas (Figure 1.1 b). Ces bornes existent en plusieurs variantes, notamment des systèmes monophasés et triphasés, adaptés aux besoins des usagers.



(a) : Borne de recharge lente en AC [54]



(b) : Borne de recharge rapide en DC [55]

Figure 1.1. Quelques bornes de recharge pour bateaux électriques

1.1.2 Principe de fonctionnement de la borne de recharge proposée

Le concept de borne de recharge basée sur le convertisseur 3p-MAB est illustré à la Figure 1.2. Le convertisseur comporte quatre (4) ports :

- **Port 1 (Réseau électrique) :** Le réseau est connecté au convertisseur 3p-MAB à travers un onduleur autonome. Ce port est bidirectionnel, le réseau pouvant autant absorber de la puissance en provenance de la borne de recharge que lui en fournir.
- **Port 2 (Batteries) :** Ce port est également bidirectionnel, les batteries pouvant autant absorber de la puissance lorsqu'elles sont rechargées qu'en fournir.
- **Port 3 (Panneaux photovoltaïques) :** Ce port est unidirectionnel, les panneaux ne pouvant fondamentalement que produire de la puissance.
- **Port 4 (Bateau de pêche) :** Ce port est destiné à la recharge des batteries embarquées du bateau (propulsion électrique et auxiliaire). Le bateau est connecté au convertisseur 3p-MAB à travers un onduleur pour la recharge lente en courant

alternatif. Ce port est supposé être unidirectionnel dans ce mémoire, mais il pourrait être bidirectionnel dans les cas où la fonctionnalité B2G (*boat to grid*) serait intégrée à la borne.

La Figure 1.3 illustre une représentation 3D préliminaire de la borne de recharge. La borne intègre une source d'énergie solaire, des batteries, une interface de recharge conviviale, ainsi qu'un raccordement au réseau électrique.

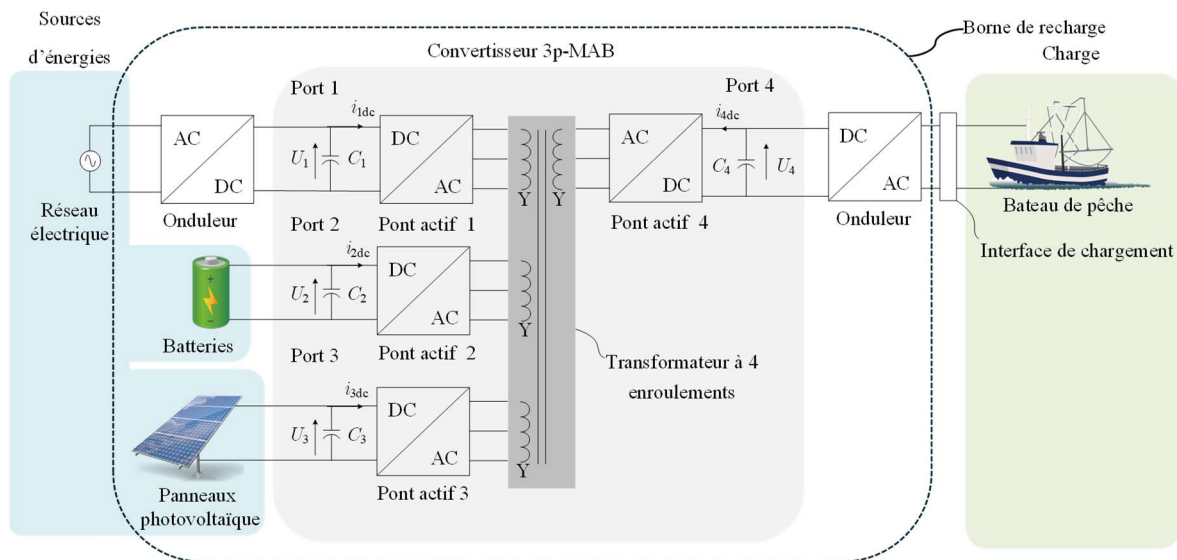


Figure 1.2. Schéma électrique de la borne de recharge proposée

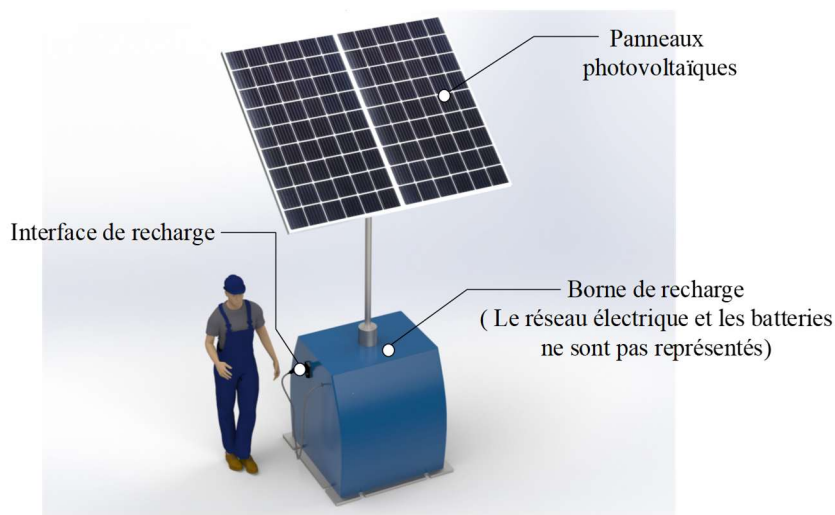


Figure 1.3. Représentation 3D de la borne de recharge

1.1.3 Scénarios de fonctionnement de la borne de recharge

La Figure 1.4 illustre le profil typique d'utilisation de la borne de recharge d'un homardier sur une journée *durant la saison de pêche* au Québec. Cette figure permet de visualiser les fenêtres de recharge, les périodes de production solaire et les pointes de charge imposées au réseau. La segmentation en deux (2) scénarios horaires (scénarios 1 et 2) reflète une logique qui permettrait d'optimiser les coûts d'exploitation de la borne et de planifier intelligemment la recharge selon les disponibilités du réseau durant la saison de pêche. Le scénario 3 représente l'utilisation qui peut être faite de la borne *hors saison de pêche*. Ce scénario n'apparaît pas sur la Figure 1.4. La borne de recharge basée sur le convertisseur 3p-MAB fonctionne différemment durant ces trois (3) scénarios qui sont décrits plus en détail dans les paragraphes qui suivent.

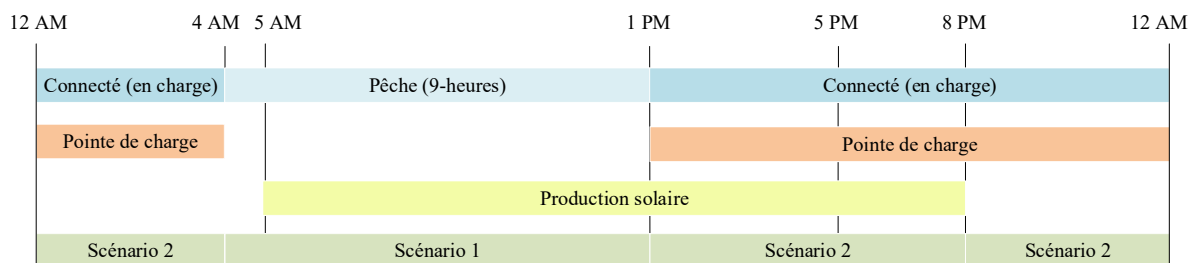


Figure 1.4. Journée de pêche typique pour un homardier vue par la borne de recharge

Scénario 1 : *Durant la saison de pêche* (environ 3 mois par année), les batteries de la borne de recharge (**port 2**) sont chargées par le réseau (**port 1**) et par les panneaux photovoltaïques (**port 3**) lorsque les bateaux de pêche sont en mer (Figure 1.4). La puissance s'écoule alors du réseau électrique (**port 1**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers les batteries de la borne (**port 2**). Le **port 4** (bateau) est désactivé. Ce fonctionnement, typique en dehors des périodes de recharge du bateau, permet d'anticiper les besoins futurs en garantissant une autonomie énergétique locale. Dans ce scénario, le convertisseur de type 3p-MAB est utilisé comme un 3p-TAB, permettant une distribution de l'énergie entre trois (3) ports (1, 2 et 3).

Scénario 2 : Lorsque les bateaux sont à quai *durant la saison de pêche* (environ 3 mois par année, comme mentionné précédemment), les batteries embarquées dans les bateaux peuvent être chargées (**port 4**) en utilisant le réseau (**port 1**), les batteries de la borne (**port 2**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**), lorsque la production solaire est disponible (Figure 1.4). La puissance du réseau électrique (**port 1**), des batteries de la borne (**port 2**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**) s'écoule alors vers le bateau de pêche (**port 4**). L'utilisation des batteries de la station permet de réduire la demande de puissance de pointe sur le réseau du distributeur durant cette période. Dans ce scénario, le convertisseur de type 3p-MAB est utilisé comme un 3p-QAB, permettant une distribution de l'énergie entre ses quatre (4) ports.

Scénario 3 : Durant la période *hors saison de pêche* (environ 9 mois par année), la borne fonctionne en autoproduction et permet d'injecter l'énergie solaire (**port 3**) et l'énergie des batteries (**port 2**) au réseau (**port 1**). Ceci a pour avantage de permettre aux gestionnaires de port d'obtenir des crédits de la part du distributeur d'électricité. Dans ce scénario, le convertisseur de type 3p-MAB est utilisé en tant que 3p-TAB, permettant une distribution de l'énergie entre trois (3) ports (1, 2 et 3). D'autres scénarios seraient aussi possibles durant cette période. Par exemple, on pourrait simplement recharger les batteries (**port 2**) de la borne avec les panneaux solaires (**port 3**), sans échange avec le réseau. Dans ce scénario, le convertisseur de type 3p-MAB serait utilisé comme un 3p-DAB, permettant une distribution de l'énergie entre deux (2) ports seulement (2 et 3). Ce scénario n'est pas étudié dans ce mémoire.

Les trois (3) scénarios de fonctionnement considérés dans ce mémoire sont résumés dans le Tableau 1.2. Ils mettent en évidence les différentes configurations possibles d'écoulement de la puissance au sein de la borne de recharge, en fonction des sources disponibles et de la présence ou non d'un bateau à charger. Dans ce contexte, le convertisseur 3p-MAB à quatre (4) ports s'impose comme une solution particulièrement adaptée; il permet d'assurer une interconnexion isolée, flexible et synchronisée entre plusieurs ports. Sa

capacité à relier jusqu'à quatre (4) sources ou charges distinctes en fait l'élément central de l'architecture de la borne de recharge multi-source proposée.

Tableau 1.2
Scénarios de fonctionnement de la borne de recharge

Scénario	Schéma de fonctionnement de la borne de recharge	Opération
Scénario 1		3p-TAB
Scénario 2		3p-QAB
Scénario 3		3p-TAB

1.2 LE CONVERTISSEUR TRIPHASÉ À PLUSIEURS PONTS ACTIFS (3P-MAB)

1.2.1 Structure du convertisseur 3p-MAB

La Figure 1.5 présente la structure du convertisseur de type 3p-MAB à quatre (4) ports. Chaque port k est identifié par un numéro, tel que $k = 1, 2, 3, 4$. Le convertisseur comprend quatre (4) onduleurs triphasés notés P, S, T et Q, correspondants respectivement aux ponts actifs 1 à 4. Chaque port, qu'il soit une source ou une charge, est modélisé par une source de tension DC U_k associée en parallèle à un condensateur C_k . Les notations suivantes sont considérées pour les développements mathématiques :

- $m = \{a, b, c\}$: phases au secondaire du modèle équivalent du transformateur.
- Connaissant les tensions nominales, on peut définir les rapports de transformation r_k des ports 2 à 4, par rapport au port 1 du transformateur, données par les relations suivantes :

$$r_2 = \frac{U_{1N}}{U_{2N}}, r_3 = \frac{U_{1N}}{U_{3N}} \text{ et } r_4 = \frac{U_{1N}}{U_{4N}} \quad (1.1)$$

avec U_{1N} , U_{2N} , U_{3N} et U_{4N} étant les tensions nominales (en V) des ports 1 à 4, respectivement.

- Chaque pont actif triphasé est constitué de six (6) interrupteurs à semi-conducteurs de puissances dont les *fonctions de commutations* sont notées P_l , S_l , T_l et Q_l , définies par la relation suivante :

$$P_l, S_l, T_l \text{ et } Q_l = \begin{cases} 1, & \text{si interrupteur fermé} \\ 0, & \text{si interrupteur ouvert} \end{cases} \quad (1.2)$$

avec $l = 1, 2, \dots, 6$. Ces interrupteurs sont assumés comme étant idéaux; ceci suppose que les pertes en conduction et en commutation dans les semi-conducteurs sont négligées.

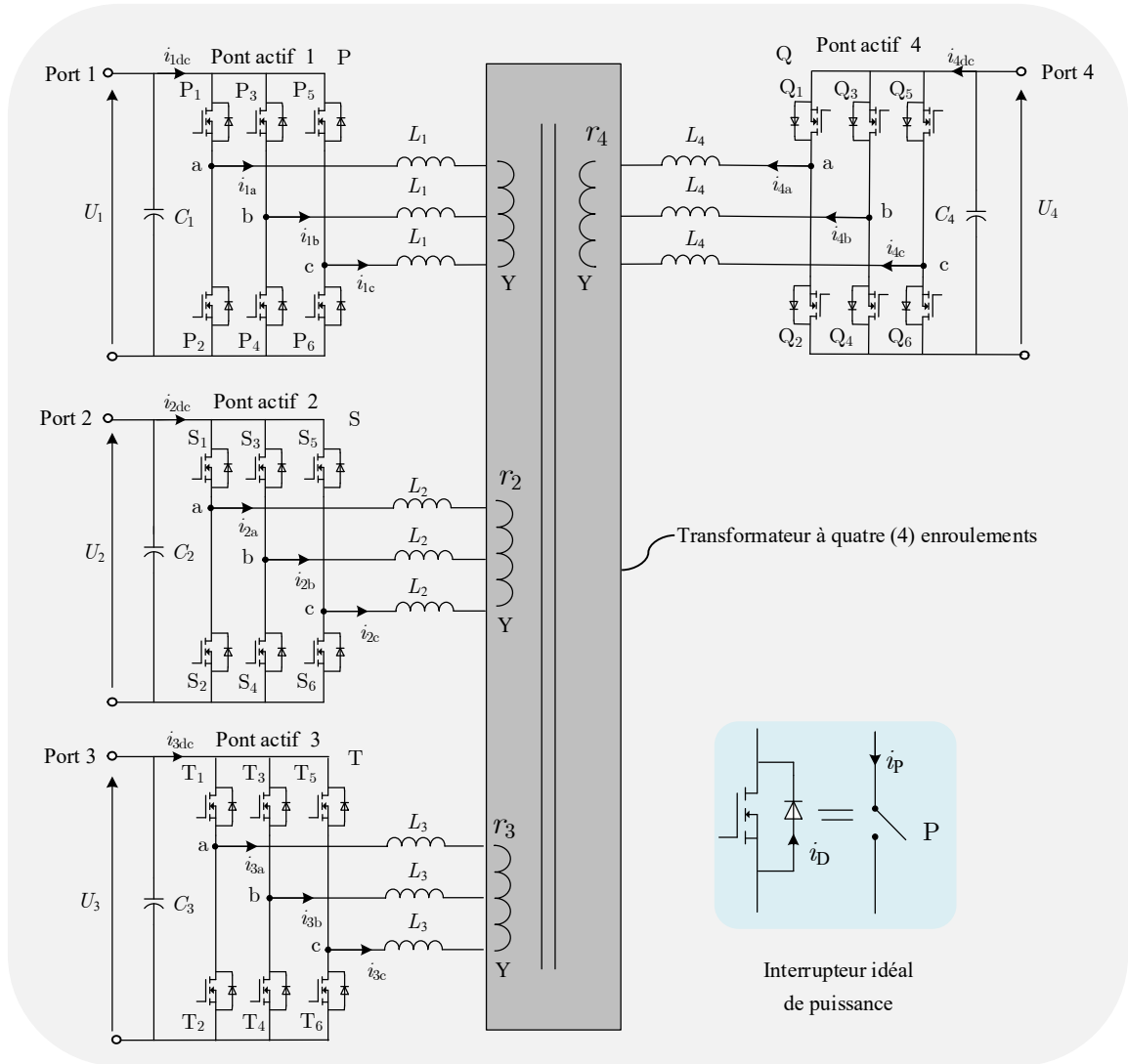


Figure 1.5. La structure du convertisseur 3p-MAB

En régime permanent, les tensions aux ports U_k sont supposées constantes, ce qui permet de négliger les condensateurs, soit $C_k \rightarrow \infty$ (circuit ouvert). De plus, étant donné qu'autant la structure que le fonctionnement du convertisseur sont parfaitement symétriques, les trois phases affichent des comportements semblables, mais décalés de 120° dans le temps. Par ailleurs, il n'existe a priori aucune direction privilégiée du flux de puissance à chaque port. Ainsi, il a été décidé d'étudier chaque port en convention générateur, donc le courant est pris sortant par la borne positive de chaque source ou de chaque charge connectée à ce

port. Un courant moyen positif signifie que la puissance est positive et donc fournie par ce port (comportement d'une source). À l'inverse, si le courant moyen est négatif, la puissance est absorbée par ce port (comportement d'une charge). Le signe « + » indique donc un comportement de source, tandis que le signe « - » reflète un comportement de charge. Le Tableau 1.3 synthétise les signes possibles des puissances associés à chacun des quatre (4) ports. Par exemple, on remarque que le **port 1 (réseau électrique)** est bidirectionnel avec une puissance positive (+) lorsque le réseau fournit de la puissance à la borne de recharge (scénarios 1 et 2) et une puissance négative (-) lorsque le réseau absorbe de la puissance en provenance de la borne (scénario 3). De son côté, on remarque que le **port 3 (panneaux photovoltaïques)** quant à lui est unidirectionnel et ne peut que fournir de la puissance (+), car les panneaux solaires ne sont pas conçus pour fonctionner comme une charge. Une analyse similaire peut être faite pour le **port 2 (batteries)** et pour le **port 4 (bateau)**.

Tableau 1.3

Signes possibles de puissance des ports de la borne de recharge

Port de la borne de recharge	Signes possibles de la puissance
Port 1 (réseau électrique)	positif (+) et négatif (-)
Port 2 (batteries)	positif (+) et négatif (-)
Port 3 (panneaux photovoltaïques)	positif (+) seulement
Port 4 (bateau de pêche)	négatif (-) seulement

1.2.2 Principe de fonctionnement du convertisseur 3p-MAB

Pour chaque pont, les interrupteurs sont commandés pour générer des tensions alternatives carrées qui sont appliquées aux enroulements du transformateur à quatre (4) enroulements. Chacun de ces enroulements est connecté en étoile (Y), d'où une connexion de transformateur dite « Y-Y-Y-Y ». Les courants de ligne à chacun des ports k , notés i_{kln} , sont générés par les ponts actifs, et sont transférés par le couplage magnétique du

transformateur et sont modulés en phase et en amplitude par le biais de la modulation de type SPS (décrite à la section 1.2.3). Les inductances de fuite, notées L_k , qui sont traversées par les courants primaires $i_{k\text{in}}$ de phase du transformateur, constituent les éléments principaux de transfert de puissance entre les quatre (4) ports du convertisseur. Les inductances de fuite sont assumées identiques sur chacune des trois phases d'un même port en posant l'hypothèse d'un transformateur équilibré par conception et par fabrication.

1.2.3 Modulation de type SPS du convertisseur 3p-MAB

Pour commander le flux de puissance dans le convertisseur de type DAB, la modulation de type SPS est largement utilisée en raison de sa simplicité [56]. La modulation SPS conventionnelle fonctionne avec un rapport cyclique de commande fixe à 50 % de la période de commutation T_s . Dans le cas du MAB à quatre (4) ports, les variables de commande indépendantes sont les déphasages notés $\varphi_k \in [-\pi/2, \pi/2]$, exprimés en radians, où φ_1 , φ_2 , φ_3 , et φ_4 représentent les angles de déphasage associés respectivement aux ponts 1 à 4. **Par exemple**, si le déphasage du pont 4 est utilisé comme référence, on aura que :

$$\varphi_4 = 0 \quad (1.3)$$

Dans ce cas, bien que seuls les angles de déphasage φ_1 , φ_2 , et φ_3 soient spécifiés, il existe des relations entre les ponts 1 et 2, les ponts 1 et 3, et les ponts 2 et 3 exprimées par trois autres variables de déphasage notées respectivement φ_{12} , φ_{13} et φ_{23} pouvant être déterminées à partir des déphasages φ_1 , φ_2 et φ_3 comme suit :

$$\varphi_{ij} = \varphi_i - \varphi_j \quad (1.4)$$

avec i étant l'indice du port « source » et j étant l'indice du port de « réception », par convention. Par exemple, si φ_{23} est positif ($\varphi_{23} > 0$), cela signifie que la puissance circule du port 2 vers le port 3, car le pont 2 est en avance de phase sur le pont 3.

Avec la stratégie de modulation de type SPS, les tensions appliquées par les ponts sont des signaux à quatre (4) niveaux, soit deux (2) niveaux positifs et deux (2) niveaux négatifs. Au cours d'une demi-période $T_s/2$, il existe aussi des séquences de fonctionnement définies par un intervalle d'angle électrique au cours duquel l'état des interrupteurs dans chaque pont est fixe, appelés « modes » dans ce mémoire. Dans le cas du fonctionnement 3p-QAB, on retrouve 12 modes, alors que dans le cas du fonctionnement 3p-TAB, on en retrouve 9. La tension appliquée par chacun des ponts sur chacune des phases est constante durant un mode donné. Les modes sont délimités par les instants où un interrupteur de puissance change d'état (commutation). Ces instants seront utilisés dans la section 2.3 pour calculer les courants du convertisseur avec la méthode PLM.

1.2.4 Transformateur à quatre (4) enroulements

Le transformateur est l'élément central du convertisseur 3p-MAB. Il assure la liaison entre les différents ports fonctionnant à différentes tensions. Si le modèle du transformateur à deux (2) enroulements est bien documenté dans la littérature, celui à quatre (4) enroulements, reste plus complexe à modéliser. Cette complexité vient principalement du noyau magnétique. Les enroulements, tous couplés au flux principal, interagissent entre eux. Ainsi, la charge appliquée sur l'un affecte directement le comportement des autres. Ce couplage croisé rend l'analyse plus complexe [48].

Pour modéliser le couplage magnétique dans un transformateur à quatre (4) enroulements, deux (2) représentations équivalentes sont couramment utilisées. Chacune repose sur une disposition particulière des inductances de fuite. La première, adopte une configuration en triangle (Δ) : chaque branche du réseau représente une inductance reliant directement deux (2) enroulements, ce qui reflète les interactions croisées entre les ports. Ce modèle permet de recomposer les effets magnétiques pour analyser les flux dans les systèmes multi-sources. La seconde, s'appuie sur une topologie en étoile (Y) : chaque enroulement est connecté à un point commun fictif (appelé ici *point milieu*) à travers sa propre inductance de

fuite. Ces représentations sont mathématiquement équivalentes, mais offrent chacune certains avantages pour la modélisation.

1.2.4.1 Modèle équivalent en triangle (Δ) du transformateur à quatre (4) enroulements

Le modèle équivalent en triangle (Δ) du transformateur à quatre (4) enroulements sur une phase m , utilisé dans le convertisseur 3p-MAB, est illustré à la Figure 1.6. Il représente un réseau d'interactions croisées entre des convertisseurs équivalents de type 3p-DAB, où chaque branche les reliant correspond à une inductance de fuite. Une apostrophe (') est utilisée pour indiquer qu'une grandeur relative aux ports 2, 3 ou 4 est rapportée au port 1 du transformateur.

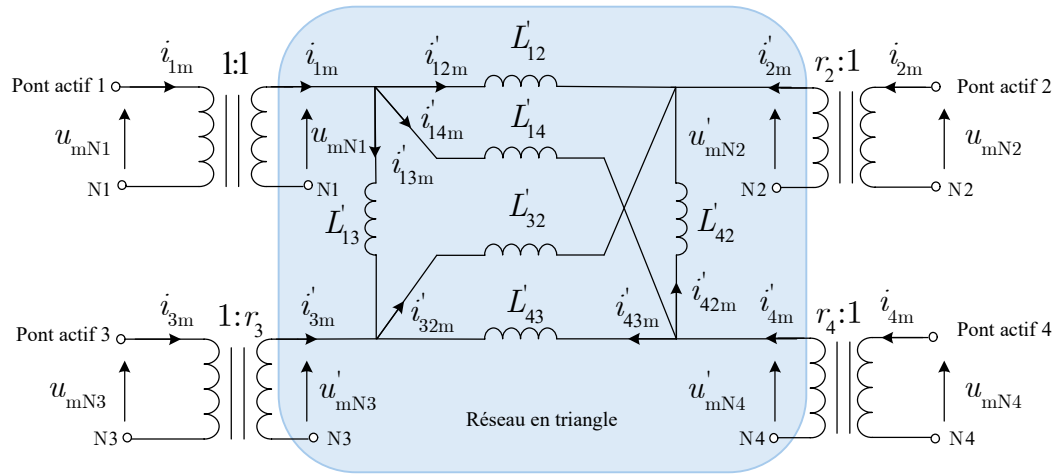


Figure 1.6. Modèle équivalent en triangle du transformateur

Le nombre total de combinaisons de convertisseurs équivalents de type 3p-DAB possibles, noté C , dans ce réseau est donné par l'équation (1.5) :

$$C(N) = \frac{N!}{2(N-2)!} \quad (1.5)$$

avec N étant le nombre de ports du convertisseur de type 3p-MAB.

L'équation (1.5) met en évidence le fait que la complexité de l'analyse du convertisseur de type 3p-MAB avec un modèle équivalent en triangle augmente fortement avec le nombre de ports, ce qui entraîne des calculs plus importants [33]. Pour un convertisseur à $N = 4$ ports, il faudrait représenter $C = 6$ combinaisons de convertisseurs de type 3p-DAB.

Dans le modèle équivalent en triangle, le flux de puissance entre chaque port peut être déterminé en utilisant l'équation du transfert de puissance du convertisseur 3p-DAB pour une connexion en Y-Y. En se basant sur les résultats obtenus par [33], on peut démontrer que l'équation du transfert de puissance entre deux (2) ports i et j quelconque est donnée par :

$$P_{ij} = \begin{cases} \frac{U'_i U'_j}{\omega_s L'_{ij}} \left(\frac{2}{3} \cdot \varphi_{ij} - \text{sign}(\varphi_{ij}) \cdot \frac{\varphi_{ij}^2}{2\pi} \right), & |\varphi_{ij}| \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{U'_i U'_j}{\omega_s L'_{ij}} \left(\text{sign}(\varphi_{ij}) \cdot \varphi_{ij} - \frac{\varphi_{ij}^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right), & \frac{\pi}{3} \leq |\varphi_{ij}| \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases} \quad (1.6)$$

avec :

$$U'_i = \frac{U_i}{r_i} \quad \text{et} \quad U'_j = \frac{U_j}{r_j} \quad (1.7)$$

où :

- U'_i et U'_j sont les tensions continues aux bornes des ports i et j , ramenées au port 1 du transformateur. Elles se calculent à partir de l'équation (1.7) ;
- r_i et r_j sont respectivement les rapports de transformation des ports i et j calculés avec l'équation (1.1) [note : pour le port 1 on a $r_1 = 1$] ;
- $\omega_s = 2\pi f_s$ est la fréquence de commutation en rad/s (avec $f_s = 1 / T_s$ étant la fréquence de commutation en Hz et T_s la période en secondes) ;
- L'_{ij} est l'inductance de fuite équivalente entre les ports i et j , ramenée au port 1, exprimée en henry (H) ;
- φ_{ij} est le déphasage entre les ports i et j .

L'inductance de fuite équivalente L'_{ij} entre les ports i et j est exprimée en fonction des inductances de fuite propres L'_k du transformateur donné par,

$$L'_{ij} = L'_i L'_j \cdot \sum_{k=1}^N \frac{1}{L'_k} \quad (1.8)$$

avec $L'_k = L_k \cdot (r_1/r_k)^2$.

En appliquant le principe de la balance de puissance à chaque port, le système d'équations suivant peut être établi pour calculer les puissances P_i à chaque port du modèle équivalent du transformateur à quatre (4) enroulements en triangle :

$$P_1 = P_{12} + P_{13} + P_{14} \quad (1.9)$$

$$P_2 = P_{21} + P_{23} + P_{24} \quad (1.10)$$

$$P_3 = P_{31} + P_{32} + P_{34} \quad (1.11)$$

$$P_4 = P_{41} + P_{42} + P_{43} \quad (1.12)$$

Par ailleurs, puisqu'il y a également nécessairement une balance de la puissance entre les quatre (4) ports, on peut dire que :

$$P_i = - \sum_{k=1, k \neq i}^4 P_k \quad (1.13)$$

Ainsi, la puissance d'un (1) des ports peut toujours être exprimée en fonction des puissances des trois (3) autres ports, donc l'une des équations parmi (1.9) à (1.12), est redondante pour la résolution de ce système d'équations.

Le modèle équivalent en triangle permet de représenter explicitement toutes les combinaisons de transferts directs entre les paires de ports. Cette représentation met en évidence les chemins de couplage magnétique entre chaque enroulement, ce qui reflète de manière plus réaliste les échanges de puissance au sein du transformateur [41], [44]. Dans des configurations complexes comme celle du convertisseur 3p-MAB, où plusieurs flux de

puissance interagissent simultanément entre les ports, le modèle équivalent en triangle offre la possibilité d'analyser de manière plus explicite le transfert de puissance entre chaque paire de ports, ce qui est particulièrement utile pour la borne de recharge multi-source. Dans ce mémoire, le modèle équivalent en triangle est utilisé pour deux (2) objectifs principaux, soit **analyser les échanges de puissance entre les ports et définir et analyser les conditions de commutation de type ZVS**.

1.2.4.2 Modèle équivalent en étoile (Y) du transformateur à quatre (4) enroulements

Le modèle équivalent en étoile (Y) du transformateur sur une phase m est illustré à la Figure 1.7. Dans cette configuration, chaque enroulement se relie directement à un point milieu virtuel par phase, noté G_m , par son inductance de fuite propre. Contrairement au modèle en triangle, qui établit un lien direct entre les paires de ports, le modèle en étoile concentre toutes les interactions autour d'un nœud central. Chaque branche fonctionne de manière autonome. Cette indépendance permet de dissocier clairement les phénomènes magnétiques selon les ports. En l'absence de couplage direct entre les enroulements, la structure mathématique s'en trouve allégée. Cette configuration convient particulièrement aux systèmes symétriques [57].

Les courants i'_{km} qui circulent dans les inductances de fuite L'_k dépendent directement de la tension au point milieu v_{Gm} . Il en est de même pour le courant i_{1m} dans l'inductance L_1 . Cette tension reflète aussi la force électromotrice (*f.e.m*) dans les enroulements. Elle résulte du couplage avec le flux magnétique principal. Pour obtenir son expression, on applique le théorème de superposition [58]. L'effet combiné de toutes les sources de tension permet d'estimer la tension au point milieu v_{Gm} (décrite à la section 2.3.1). Le modèle en étoile offre deux (2) avantages principaux sur le plan analytique : 1) il réduit le nombre d'interactions croisées à prendre en compte, simplifiant les calculs, et 2) il rend le modèle plus efficace pour les simulations.

Toutefois, cette simplification présente certaines limites. En effet, le modèle en étoile ne permet pas de représenter explicitement les transferts de puissance directs entre les ports. Dans le contexte d'un convertisseur multi-source, cette absence peut masquer des interactions essentielles à la compréhension du système. Malgré cela, ce modèle exploite le modèle équivalent du transformateur en étoile pour des objectifs bien définis. Il est utilisé, d'abord, pour évaluer les **courants initiaux**, qui conditionnent le démarrage du convertisseur 3p-MAB et qui sont nécessaires pour évaluer les conditions de commutation de type ZVS. Les courants initiaux sont aussi nécessaires pour initialiser le modèle de simulation dans le logiciel EMTP® utilisé au CHAPITRE 2. Ensuite, il est utilisé pour calculer les **courants efficaces (RMS)**, utiles à l'estimation des pertes dans les composants et à l'évaluation du stress sur les semi-conducteurs. De plus, il permet de déterminer les **courants moyens**, indispensables pour l'analyse des échanges d'énergie entre les ports et l'évaluation des bilans de puissance. Enfin, il permet de déterminer les **valeurs maximales des courants instantanés**, également utiles pour l'évaluation du stress sur les semi-conducteurs.

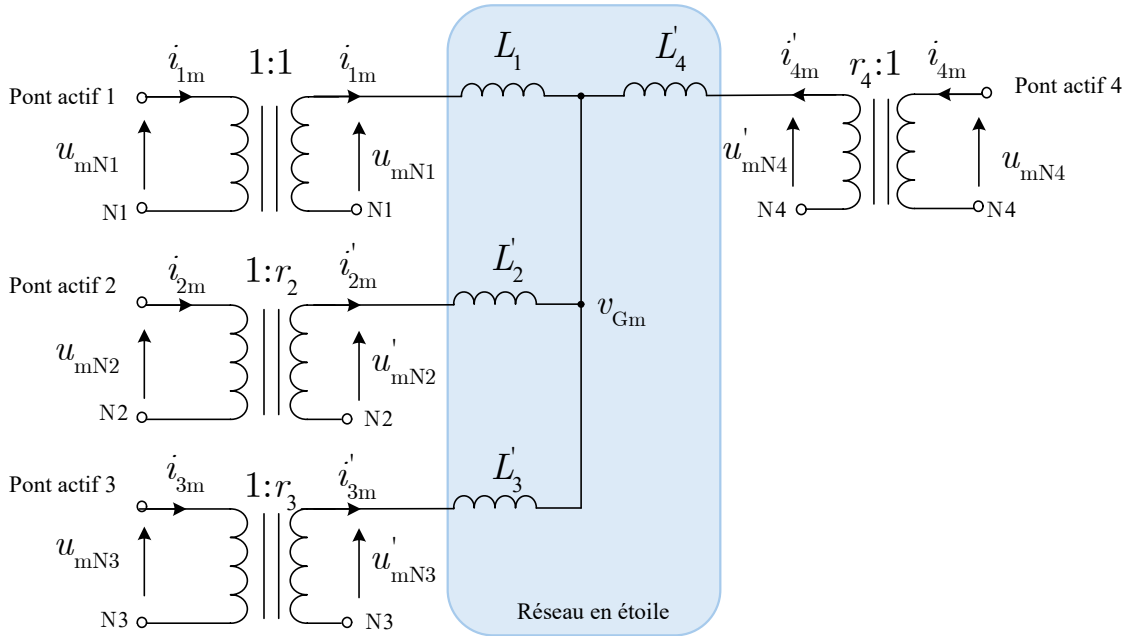


Figure 1.7. Modèle équivalent en étoile du transformateur à quatre (4) enroulements

1.3 ANALYSE DES ÉCHANGES DE PUISSANCE DANS LA BORNE DE RECHARGE

Dans une borne de recharge multi-source dotée d'un convertisseur 3p-MAB, les échanges de puissance entre les ports sont imposés par les déphasages angulaires entre les tensions appliquées par chacun des ponts. Ces déphasages sont imposés par la stratégie de commande de type SPS. Selon les conditions d'opération, chaque port adopte un (1) ou deux (2) rôle(s) parmi les options suivantes : source, charge, port de transit. Ce qui détermine si un port est une source ou une charge est le signe du courant moyen : si **positif** (+), le port **injecte** de la puissance (source ou *générateur net*) ; si **négatif** (−), il en **absorbe** (charge ou *récepteur net*). Un *port de transit* est un port qui sert de chemin intermédiaire pour faire circuler la puissance entre deux (2) autres ports. Un port peut jouer le rôle de port de transit en même temps que de jouer le rôle de générateur net ou de récepteur net. En contrôlant les déphasages entre les ports, on génère ainsi une large gamme de scénarios de fonctionnement. Ces scénarios traduisent les multiples façons dont l'énergie peut circuler dans la borne, selon les besoins, les sources disponibles et les charges connectées. Le convertisseur 3p-MAB, en théorie, dispose d'un grand nombre de combinaisons de fonctionnement, mais toutes ces combinaisons ne sont pas nécessairement utiles pour une application donnée. Pour le cas de la borne de recharge, les trois (3) scénarios présentés au Tableau 1.2 imposent les combinaisons de déphasage qui seront rencontrées pour cette application. Ces scénarios sont analysés dans les sous-sections qui suivent avec les hypothèses de travail utilisées.

1.3.1 Analyse des échanges de puissance du scénario 1

Le diagramme des échanges de puissances du *scénario 1* de la borne de recharge est illustré à la Figure 1.8. Dans ce scénario, la phase du **port 2** (batteries) est choisi comme référence du convertisseur ($\varphi_2 = 0$). La puissance circule aussi du réseau électrique (**port 1**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers les batteries de la borne (**port 2**). Cela implique que les **ports 1** et **3** sont avancés de phase par rapport au **port 2**. Les déphasages associés au réseau électrique (**port 1**) et aux panneaux photovoltaïques (**port 3**) sont ainsi posés comme étant positifs ($\varphi_1 > 0$ et $\varphi_3 > 0$). Puisque le **port 3** ne peut jamais recevoir

de puissance en provenance des autres ports, on pose l'hypothèse que $\varphi_3 > \varphi_1$, ce qui fait de lui un **générateur net** de puissance, donc que $P_3 > 0$. Avec ces hypothèses, les panneaux photovoltaïques (**port 3**) sont en avance de phase sur le réseau électrique (**port 1**), car $\varphi_{31} = \varphi_3 - \varphi_1 > 0$, alors la puissance circule du **port 3** vers le **port 1**, ce qui veut dire que $P_{31} > 0$. Physiquement, si la puissance nette au **port 1** est assumée positive ($P_1 > 0$), c'est-à-dire qu'il se comporte comme lui aussi comme un **générateur net** de puissance, cela signifie que les panneaux photovoltaïques (**port 3**) injectent de la puissance dans les batteries (**port 2**) à travers le **port 1**. Dans ce cas, le **port 1** est également considéré comme *port de transit*. Les panneaux (**port 3**) sont en avance de phase sur les batteries (**port 2**), car $\varphi_{32} = \varphi_3 > 0$, alors la puissance circule du **port 3** vers le **port 2**, ce qui veut dire que $P_{32} > 0$. Finalement, le réseau électrique (**port 1**) est en avance de phase sur les batteries (**port 2**) car $\varphi_{12} = \varphi_1 > 0$, alors la puissance circule du **port 1** vers le **port 2**, ce qui veut dire que $P_{12} > 0$. Les batteries (**port 2**) absorbent uniquement de la puissance, alors $P_2 < 0$. Le **port 2** agit donc ici comme un **récepteur net** de puissance.

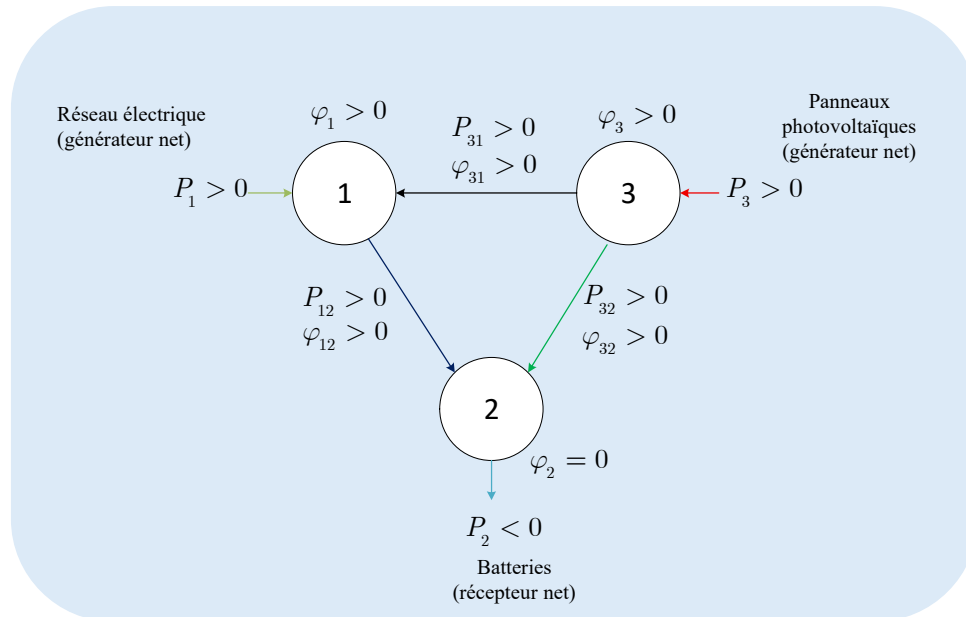


Figure 1.8. Diagramme des échanges de puissances du scénario 1

Afin d'éviter toute inversion indésirable du flux de puissance, les déphasages sont contraints avec l'hypothèse suivante :

$$\varphi_1, \varphi_3 \in [0, \pi/3] \text{ avec } \varphi_3 > \varphi_1 \quad (1.14)$$

Le respect de ces bornes permet d'assurer un contrôle précis du transfert de puissance, en confirmant que le réseau électrique (**port 1**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**) jouent le rôle de **générateurs nets**, tandis que les batteries de la borne (**port 2**) agissent comme **récepteur net**. Enfin, les neuf (modes de ce scénario, qui couvrent une demi-période de fonctionnement du convertisseur 3p-MAB, sont présentés au Tableau 1.4.

Tableau 1.4

Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 1

Légende : X=1, Vide=0

Mode	Intervalle	Pont 1			Pont 2			Pont 3		
		P ₁	P ₃	P ₅	S ₁	S ₃	S ₅	T ₁	T ₃	T ₅
I	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_1$	x		x	x		x	x		x
II	$\frac{\pi}{3} - \varphi_1 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_3$	x			x		x	x		x
III	$\frac{\pi}{3} - \varphi_3 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	x			x		x	x		
IV	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_1$	x			x			x		
V	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_1 \leq \theta \leq \varphi_3 - \frac{2\pi}{3}$	x	x		x			x		
VI	$\varphi_3 - \frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	x	x		x	x		x	x	
VII	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi - \varphi_1$	x	x		x	x		x	x	
VIII	$\pi - \varphi_1 \leq \theta \leq \pi - \varphi_3$		x		x	x		x	x	
IX	$\pi - \varphi_3 \leq \theta \leq \pi$		x		x	x		x	x	

1.3.2 Analyse des échanges de puissance du scénario 2

Le diagramme des échanges de puissances du scénario 2 de la borne de recharge est illustré à la Figure 1.9. Dans ce scénario, les batteries embarquées du bateau (**port 4**) se rechargent grâce à trois (3) sources d'énergie : le réseau électrique (**port 1**), les batteries de la borne (**port 2**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**). Les ports 1 à 3 sont posés comme des *générateurs nets* de puissance alors que le port 4 est un *récepteur net* de puissance.

Ici, la phase du bateau (**port 4**) est posée comme référence de phase ($\varphi_4 = 0$). Les déphasages du réseau électrique (**port 1**), des batteries (**port 2**) et des panneaux (**port 3**) sont tous posés positifs ($\varphi_1 > 0$, $\varphi_2 > 0$, $\varphi_3 > 0$). Le port 4 est ainsi **en retard** de phase par rapport aux **ports 1, 2, et 3** d'où : $\varphi_{14} = \varphi_1 > 0$, $\varphi_{24} = \varphi_2 > 0$ et $\varphi_{34} = \varphi_3 > 0$. Par conséquent, les puissances P_{14} , P_{24} et P_{34} sont toutes trois positifs.

On pose l'hypothèse que $\varphi_3 > \varphi_2$ pour tenir compte du fait que les panneaux photovoltaïques (**port 3**) ne sont pas conçus pour fonctionner comme une charge. Ainsi, le **port 3** est en avance de phase sur le **port 2**, ce qui veut dire que la puissance circule des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers les batteries de la borne (**port 2**), d'où $P_{32} > 0$. Étant un *générateur net*, le **port 2** agit donc aussi comme un *port de transit* pour le **port 3**. Par ailleurs, on pose aussi l'hypothèse que $\varphi_3 > \varphi_1$, alors le **port 3** est en avance de phase sur le **port 1**, ce qui veut dire que la puissance circule des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers le réseau (**port 1**), d'où $P_{13} < 0$. Étant un *générateur net*, le **port 1** agit donc aussi comme un *port de transit* pour le **port 3**. Finalement, on pose aussi l'hypothèse que $\varphi_1 > \varphi_2$, alors le **port 1** est en avance de phase sur le **port 2**, ce qui veut dire que la puissance circule du réseau (**port 1**) vers les batteries de la borne (**port 2**), d'où $P_{12} > 0$. Étant un *générateur net*, le **port 2** agit donc aussi comme un *port de transit* pour le **port 1**.

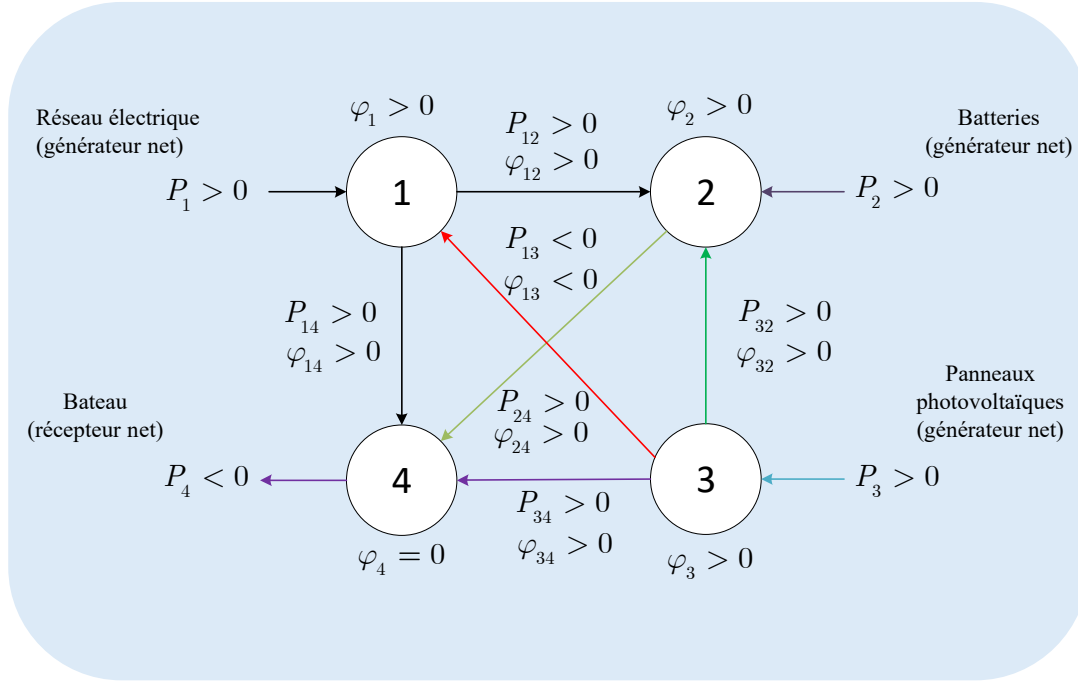


Figure 1.9. Diagramme des échanges de puissances du scénario 2

Afin d'éviter toute inversion indésirable du flux de puissance, les déphasages doivent être contraints dans des intervalles précis :

$$\varphi_1, \varphi_2 \text{ et } \varphi_3 \in [0, \pi/3], \text{ avec } \varphi_3 > \varphi_2 \text{ et } \varphi_1 > \varphi_2 \quad (1.15)$$

Le respect de ces bornes assure un contrôle précis du transfert de puissance et confirme que les **ports 1, 2 et 3** agissent comme **générateurs nets**, tandis que le **port 4** joue le rôle de **récepteur net**. Les 12 modes de ce scénario, qui couvrent une demi-période de fonctionnement du convertisseur 3p-MAB, sont présentés au Tableau 1.5.

Tableau 1.5

Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 2

Légende : X=1, Vide=0

Mode	Intervalle	Pont 1			Pont 2			Pont 3			Pont 4		
		P ₁	P ₃	P ₅	S ₁	S ₃	S ₅	T ₁	T ₃	T ₅	Q ₁	Q ₃	Q ₅
I	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_1$	X		X	X		X	X		X	X		X
II	$\frac{\pi}{3} - \varphi_1 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_2$	X			X		X	X		X	X		X
III	$\frac{\pi}{3} - \varphi_2 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_3$	X			X			X			X		X
IV	$\frac{\pi}{3} - \varphi_3 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	X			X			X			X		
V	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_1$	X			X			X			X		
VI	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_1 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_2$	X	X		X			X			X		
VII	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_2 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_3$	X	X		X	X		X			X		
VIII	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_3 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	X	X		X	X		X	X		X		
IX	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi - \varphi_1$		X		X	X		X	X		X	X	
X	$\pi - \varphi_1 \leq \theta \leq \pi - \varphi_2$		X		X	X		X	X		X	X	
XI	$\pi - \varphi_2 \leq \theta \leq \pi - \varphi_3$		X		X	X			X		X	X	
XII	$\pi - \varphi_3 \leq \theta \leq \pi$		X		X	X			X			X	

1.3.3 Analyse des échanges de puissance du scénario 3

Le diagramme des échanges de puissances du *scénario 3* de la borne de recharge est illustré à la Figure 1.10. Dans ce scénario, la borne fonctionne en autoproduction et permet d'injecter l'énergie des batteries (**port 2**) et l'énergie solaire (**port 3**) au réseau électrique (**port 1**). Les **ports 2** et **3** sont posés comme des *générateurs nets* de puissance

alors que le port 1 est un **récepteur net** de puissance. Dans ce cas, le réseau électrique (**port 1**) est posé comme référence de phase ($\varphi_1 = 0$), le déphasage associé aux batteries (**port 2**) est posé comme étant positif ($\varphi_2 > 0$) tout comme celui des panneaux (**port 3**) ($\varphi_3 > 0$). Ainsi, les ports 2 et 3 sont en avance de phase par rapport au port 1, d'où : $\varphi_{21} = \varphi_2 > 0$, et $\varphi_{31} = \varphi_3 > 0$. La puissance circule alors des batteries (**port 2**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers le réseau électrique (**port 1**). On a donc que $P_{21} > 0$ et $P_{31} > 0$. Puisque les panneaux photovoltaïques (port 3) ne peuvent que fournir de la puissance, on pose que $\varphi_3 > \varphi_2$, d'où $P_{32} > 0$. Ainsi, la puissance circule des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers les batteries (**port 2**). Le **port 2** agit donc aussi comme un *port de transit* pour le **port 3**.

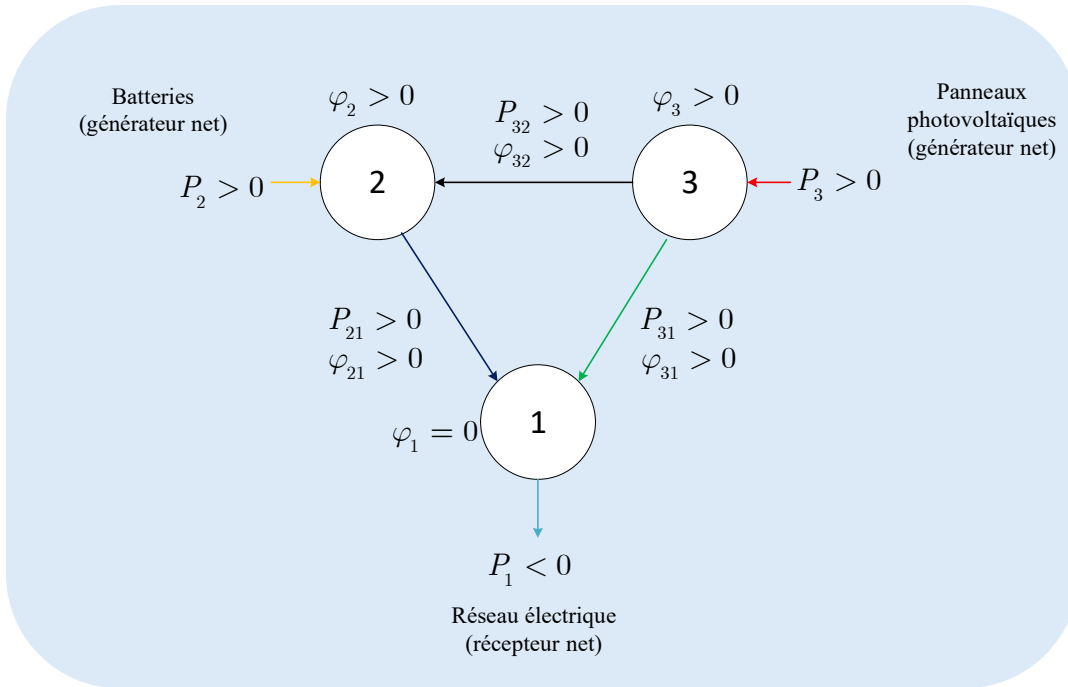


Figure 1.10. Diagramme des échanges de puissances du scénario 3

Encore une fois, afin d'éviter toute inversion indésirable du flux de puissance, les déphasages sont contraints en posant l'hypothèse suivante :

$$\varphi_2 \text{ et } \varphi_3 \in \left[0, \pi/3\right] \text{ avec } \varphi_3 > \varphi_2 \quad (1.16)$$

Ceci permet d'assurer un contrôle précis du transfert de puissance, en confirmant que les panneaux photovoltaïques (**port 3**) et les batteries de la borne (**port 2**) agissent comme des **générateurs nets**, tandis que le réseau électrique (**port 1**) joue le rôle de **récepteur net**. Enfin, les neuf (9) modes de ce scénario, qui couvrent une demi-période de fonctionnement du convertisseur 3p-MAB, sont présentés au Tableau 1.6.

Tableau 1.6

Fonctions de commutations des interrupteurs pour le scénario 3

Légende : X=1, Vide=0

Mode	Intervalle	Pont 1			Pont 2			Pont 3		
		P ₁	P ₃	P ₅	S ₁	S ₃	S ₅	T ₁	T ₃	T ₅
I	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_2$	X		X			X			X
II	$\frac{\pi}{3} - \varphi_2 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} - \varphi_3$	X		X	X		X			X
III	$\frac{\pi}{3} - \varphi_3 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	X		X	X		X	X		X
IV	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_2$	X			X		X	X		X
V	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_2 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3} - \varphi_3$	X			X			X		X
VI	$\frac{2\pi}{3} - \varphi_3 \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	X			X			X		
VII	$\frac{2\pi}{3} \leq \theta \leq \pi - \varphi_2$	X	X		X			X		
VIII	$\pi - \varphi_2 \leq \theta \leq \pi - \varphi_3$	X	X		X	X		X		
IX	$\pi - \varphi_3 \leq \theta \leq \pi$	X	X			X		X	X	

1.4 COMMUTATION DOUCE DE TYPE ZVS DANS LE CONVERTISSEUR MAB

1.4.1 Définition

La commutation des semi-conducteurs désigne le processus par lequel un composant d'électronique de puissance (comme un transistor de type MOSFET ou de type IGBT) passe d'un état conducteur (ON) à un état bloqué (OFF), ou inversement, sous l'action d'un signal de commande appliqué à sa grille [59]. La commutation des semi-conducteurs de puissance se classe en deux (2) catégories : la commutation dite « dure » (*hard-switching*, en anglais) et la commutation « douce » (*soft-switching*, en anglais). La commutation douce se divise en deux (2) types : la commutation à tension nulle (*zero voltage switching*, ZVS) et la commutation à courant nul (*zero current switching*, ZCS). Il est important de préciser que la commutation de type ZCS apparaît surtout dans les convertisseurs dits résonants. En revanche, le convertisseur MAB permet naturellement une commutation de type ZVS si certaines conditions d'opération sont réunies. Celle-ci correspond à une commutation où la tension aux bornes de l'interrupteur est nulle, ou très proche de zéro, au moment de la mise en conduction.

1.4.2 Condition de commutation de type ZVS dans le convertisseur MAB

Le convertisseur 3p-MAB peut fonctionner en mode de commutation de type ZVS sur une large plage de fonctionnement en utilisant la stratégie de modulation de type SPS. En supposant des transitions de commutation idéales, la commutation à tension nulle est obtenue si le courant traversant l'interrupteur est négatif lors de son activation (*turn-on*, en anglais). Cela signifie que le courant circule dans la diode antiparallèle au transistor (Figure 1.5) au moment de l'activation du transistor. La procédure permettant d'évaluer les limites analytiques de la commutation de type ZVS pour le 3p-TAB est présentée dans la référence [33]. Cette procédure peut être étendue au convertisseur 3p-MAB en prenant le modèle équivalent en Y (section 1.2.4.2). Les détails seront présentés à la section 2.3.6.

CHAPITRE 2

DÉVELOPPEMENT ET VALIDATION DU MODÈLE ANALYTIQUE EN RÉGIME PERMANENT DU CONVERTISSEUR 3P-MAB

Ce chapitre a pour objectif de présenter la modélisation en régime permanent du convertisseur de type 3p-MAB, en vue d'établir un modèle mathématique permettant d'étudier son intégration dans l'application de borne de recharge pour bateau de pêche hybride proposée.

La **section 2.1** introduit les paramètres électriques retenus pour la simulation du convertisseur de type 3p-MAB, basée sur le scénario 2 (cas le plus général où les 4 ports sont utilisés) décrit à la section 1.3.2 et les considérations générales pour la modélisation en régime permanent du convertisseur. Les hypothèses derrière la définition de ces paramètres sont présentées au CHAPITRE 3.

La **section 2.2** est consacrée à la description du modèle développé sous EMTP®. Elle présente l'implémentation détaillée du circuit du 3p-MAB, incluant les sources continues DC, les ponts triphasés, la stratégie de commande basée sur la modulation à déphasage unique (*single phase shift*, SPS), les transformateurs idéaux, ainsi que le modèle équivalent en étoile du transformateur triphasé à quatre (4) enroulements avec un branchement de type Y-Y-Y-Y.

La **section 2.3** développe en détail la modélisation linéaire par morceaux (*piecewise linear model*, PLM), en s'appuyant sur les modèles équivalents du transformateur à quatre (4) enroulements établis au CHAPITRE 1. Les équations du modèle analytique sont implémentées dans MATLAB® en utilisant une approche symbolique. Le modèle analytique permet de calculer de manière systématique plusieurs grandeurs électriques clés : les courants initiaux, les valeurs maximales des courants instantanés, les courants efficaces ainsi que les

frontières de commutation de type ZVS (*zero voltage switching*) pour chaque port du convertisseur.

2.1 PARAMÈTRES DE SIMULATION DE LA BORNE DE RECHARGE

Le Tableau 2.1 synthétise l'ensemble des paramètres électriques utilisés pour simuler le convertisseur de type 3p-MAB dans ce chapitre. Le choix des paramètres retenus est basé sur une conception préliminaire présentée au CHAPITRE 3. Le choix des paramètres est expliqué sommairement dans cette section, mais sera justifié plus en détail au CHAPITRE 3.

Les tensions nominales des ports reliés au réseau (**port 1**) et au bateau (**port 4**) ont été fixées à 400 V puisque cela correspond à la tension nominale du lien en courant continu des onduleurs utilisés pour l'interface entre le convertisseur et ces ports. De leur côté, les ports dédiés aux batteries (**port 2**) et aux panneaux photovoltaïques (**port 3**) ont été fixés respectivement à 48 V et à 32 V, conformément aux tensions nominales de la configuration de systèmes de stockage par batteries de type lithium-fer-phosphate (LiFePO_4) et de la configuration de panneaux photovoltaïques utilisées dans la conception préliminaire. Les rapports de transformation sont ensuite calculés en utilisant l'équation (1.1). La fréquence de commutation a été fixée à 100 kHz puisqu'il s'agit d'une valeur réaliste pour un convertisseur de type DAB à base de transistors modernes (ex. : SiC, GaN) avec des spécifications de puissances et de tensions du même ordre de grandeur que celles de la borne de recharge proposée. Le design de référence de *Texas Instruments* proposé dans [62] en est un exemple. Les inductances sont choisies de manière à assurer des zones observables de fonctionnement en commutation de type ZVS, comme montré à la section 2.3.6.

Tableau 2.1

Paramètres du modèle de simulation du convertisseur 3p-MAB

Description	Symbole	Unité	Port 1	Port 2	Port 3	Port 4
Tensions continues	U_k	V	400	48	32	400
Inductances de fuite	L'_k	μH	7	19.5	37.6	7
Rapports de transformation	r_k	-	1	8.33	12.5	1
Fréquence de commutation	f_s	kHz	100			

La définition des trois (3) scénarios de la section 1.3 permet de couvrir l'ensemble des configurations de flux d'énergie dans la borne de recharge multi-sources, tout en mettant en évidence les fonctions et les interactions spécifiques entre les ports. Cependant, ce chapitre se concentre sur le **scénario 2**, car celui-ci représente le scénario où les quatre (4) ports sont utilisés. Le choix des valeurs de déphasage présentées au Tableau 2.2 découle directement des hypothèses du scénario 2. Tout d'abord, les signes et les valeurs des déphasages sont choisis de sorte que le réseau électrique (**port 1**), les batteries (**port 2**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**) se comportent comme des *générateurs nets* de puissance alors que le bateau (**port 4**) se comporte comme un *récepteur net*. Le déphasage φ_1 du réseau électrique (**port 1**) est fixé à $\pi/4$ rad [45°]. Le déphasage φ_4 du bateau (**port 4**) est fixé à 0 rad (référence de phase). Les batteries de la borne (**port 2**) (φ_2) et les panneaux photovoltaïque (**port 3**) (φ_3) possèdent des déphasages de $\pi/6$ rad [30°] et de $7\pi/36$ rad [35°] respectivement, de manière à être en avance de phase par rapport au bateau (**port 4**). Le **port 4** reçoit ainsi de la puissance des **ports 2** et **3**, alors que le **port 1** agit comme un *port de transit*, conformément aux hypothèses posées à la section 1.3.2. Par ailleurs, le déphasage φ_3 est supérieur au déphasage φ_2 , ce qui amène le **port 2** à agir comme un *port de transit* pour le **port 3**.

Tableau 2.2

Déphasages des ports du convertisseur 3p-MAB

Port de la borne de recharge	Symbole	Valeur	Fonction(s)
Port 1 (réseau électrique)	φ_1	$\pi/4$ rad [45°]	Générateur net Port de transit pour le port 3
Port 2 (batteries)	φ_2	$\pi/6$ rad [30°]	Générateur net Port de transit pour les ports 1 et 3
Port 3 (panneaux photovoltaïques)	φ_3	$7\pi/36$ rad [35°]	Générateur net
Port 4 (bateau de pêche)	φ_4	0	Récepteur net

Les courants et les tensions des ports 2 à 4 ramenés au port 1 sont aussi définis par les équations suivantes :

$$u'_{mN2} = \frac{u_{mN2}}{r_2}, u'_{mN3} = \frac{u_{mN3}}{r_3}, \text{ et } u'_{mN4} = \frac{u_{mN4}}{r_4} \quad (2.1)$$

$$U'_2 = \frac{U_2}{r_2}, U'_3 = \frac{U_3}{r_3}, \text{ et } U'_4 = \frac{U_4}{r_4} \quad (2.2)$$

$$i'_{2m} = r_2 \cdot i_{2m}, i'_{3m} = r_3 \cdot i_{3m}, \text{ et } i'_{4m} = r_4 \cdot i_{4m} \quad (2.3)$$

2.2 DESCRIPTION DU MODÈLE DU CONVERTISSEUR 3P-MAB SOUS EMTP®

La Figure 2.1 représente le circuit du convertisseur 3p-MAB implémenté dans le logiciel EMTP®. Il est constitué de quatre (4) sources DC bidirectionnelles, chacune modélisant un port de la borne de recharge (**port 1**, **port 2**, **port 3** et **port 4**), tel que décrit à la section 1.3.2. Ces sources sont reliées à quatre (4) ponts triphasés à six (6) interrupteurs idéaux, qui assurent la conversion de l'énergie continue en signaux alternatifs triphasés modulés. Afin de piloter ces interrupteurs, la stratégie de modulation à déphasage unique décrite à la section 1.2.3 est utilisée, et le modèle inclut quatre (4) générateurs de commande à ondes carrées pour appliquer les déphasages définis au Tableau 2.2.

Chacun des ports est également couplé à un transformateur idéal, permettant d'adapter les niveaux de tension conformément aux rapports de transformation donnés dans le Tableau 2.1. Enfin, l'ensemble des ports est connecté au modèle équivalent en étoile d'un transformateur triphasé à quatre (4) enroulements, avec un branchement de type Y-Y-Y-Y, comme décrit à la section 1.2.4.2. Ce transformateur constitue l'élément central de couplage magnétique et assure le transfert bidirectionnel de puissance entre les différents ports du convertisseur. Le pas de calcul Δt adopté pour la simulation est fixé à $0.001 \mu s$ (10 000 fois plus petit que la période de commutation T_s), afin d'obtenir une précision suffisante dans la représentation des phénomènes de commutation. Les courants initiaux dans le transformateur sont aussi initialisés automatiquement en fonction du point d'opération avec les équations dérivées à la section 2.3.2.

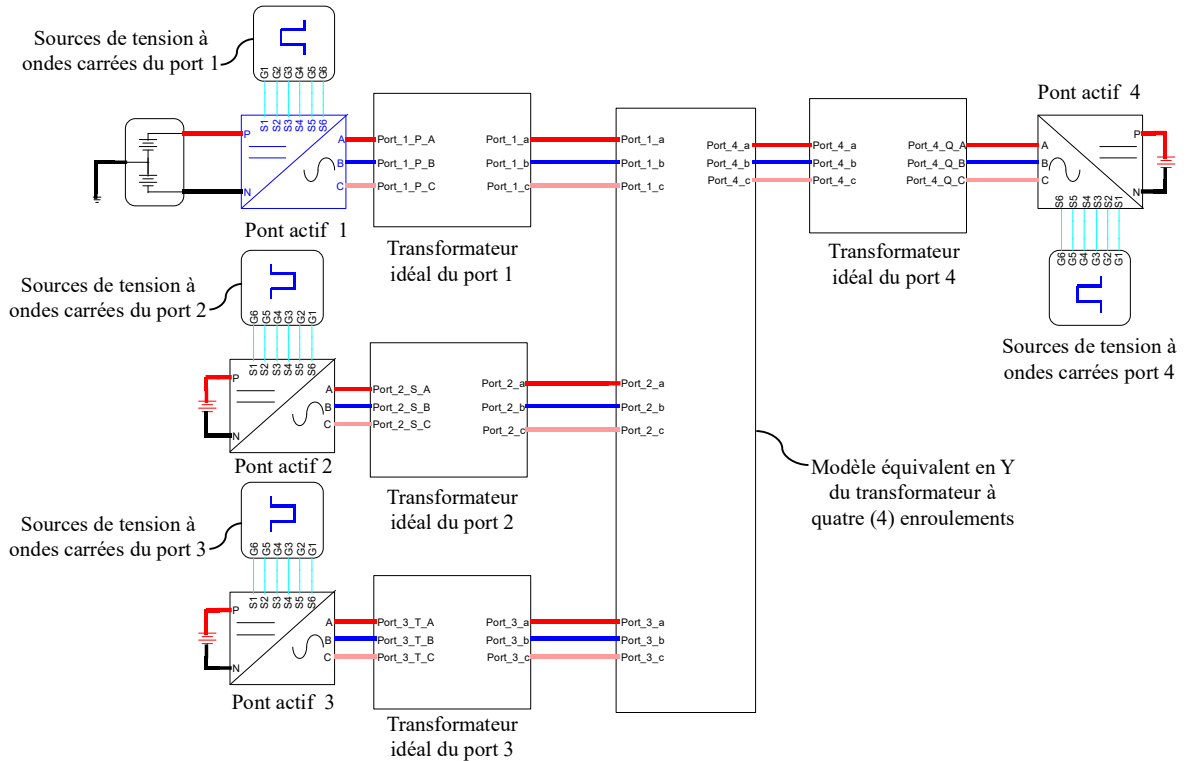


Figure 2.1. Circuit du convertisseur 3p-MAB réalisé dans EMTPT®

2.3 MODÉLISATION LINÉAIRE PAR MORCEAUX DU CONVERTISSEUR 3p-MAB

2.3.1 Tension du point milieu virtuel

La Figure 2.2 illustre le modèle équivalent en Y simplifié du convertisseur 3p-MAB où les transformateurs idéaux ont été volontairement omis pour des raisons de clarté. En pratique, la tension du point milieu sur chaque phase v_{Gm} n'est ni accessible ni mesurable. Elle peut toutefois être déterminée en fonction de l'état et de la valeur des quatre (4) sources de tension ligne-neutre du modèle, soit u_{mN1} , u'_{mN2} , u'_{mN3} et u'_{mN4} .

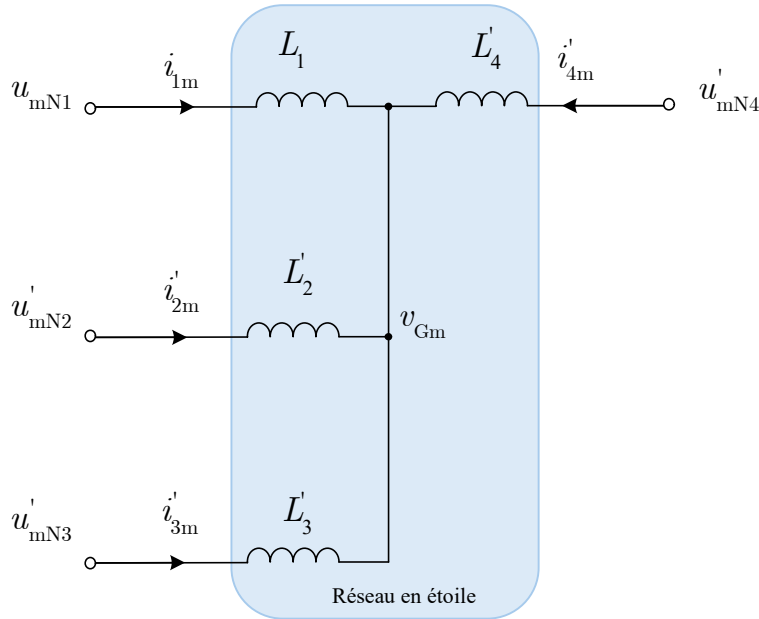


Figure 2.2. Modèle équivalent en Y simplifié du convertisseur 3p-MAB

La méthode exploitée est celle présentée dans les travaux de [63]. En appliquant le principe de superposition sur la Figure 2.2, on peut exprimer la tension v_{Gm} du point milieu sur la phase m. La contribution de la source de tension du port 1 u_{mN1} est obtenue en posant que seule cette source est présente et que les autres sources de tension sont court-circuitées. En appliquant le principe du diviseur de tension, on obtient :

$$v_{Gm} = \frac{u_{mN1}}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.4)$$

De manière similaire, on obtient la contribution des sources de tension u'_{mN2} , u'_{mN3} et u'_{mN4} , avec les équations (2.5) à (2.7).

$$v_{Gm} = \frac{u'_{mN2}}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.5)$$

$$v_{Gm} = \frac{u'_{mN3}}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.6)$$

$$v_{Gm} = \frac{u'_{mN4}}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.7)$$

Enfin, selon le principe de superposition, la tension totale résultante v_{Gm} est la somme des contributions individuelles. En sommant les équations (2.4) à (2.7), on obtient l'équation (2.8) représentant la forme complète de la tension du point milieu :

$$v_{Gm} = \frac{u_{mN1} + u'_{mN2} + u'_{mN3} + u'_{mN4}}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.8)$$

On peut remarquer que si l'inductance de fuite est assumée identique sur chacun des ports. Ainsi, on aura :

$$L_1 = L'_2 = L'_3 = L'_4 = L' \quad (2.9)$$

D'après l'équation (1.8), les inductances de fuite du modèle équivalent en triangle (Δ) deviennent :

$$L'_{ij} = 4L' \quad (2.10)$$

En se servant de l'équation (2.9), l'équation (2.8) peut s'écrire plus simplement par :

$$v_{Gm} = \frac{u_{mN1} + u'_{mN2} + u'_{mN3} + u'_{mN4}}{4} \quad (2.11)$$

D'après l'équation (2.8), la tension au point milieu dépend seulement des tensions instantanées individuelles de chacun des ports et des inductances des enroulements du transformateur. Cette formulation traduit aussi le fait que le point milieu est commun à l'ensemble des ports et que sa valeur instantanée résulte d'une contribution égale de chacun d'eux. Ainsi, toute variation de la tension sur un port se répercute directement sur v_{Gm} modifiant l'équilibre des tensions dans le réseau équivalent en étoile. Ainsi, puisque les tensions des ports varient en fonction des états des interrupteurs, ceci suppose que la tension au point milieu peut s'écrire en fonction des états de commutation associés aux interrupteurs (P_l, S_l, T_l et Q_l) de chaque pont et des tensions continues U_1, U_2', U_3' et U_4' . Le modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB sur une phase m ramené au port 1 est illustré à la Figure 2.3. Ce modèle est obtenu en remplaçant les ponts actifs par des sources de tension à ondes carrées, dépendantes des états des interrupteurs, et le transformateur à quatre (4) enroulements par son modèle équivalent en Y présenté au CHAPITRE 1. Puisque le transformateur à quatre (4) enroulements est assumé comme étant symétrique, les trois phases affichent des comportements semblables mais décalés temporellement de 120° . Ceci veut dire que l'étude peut être faite sur une phase et que les résultats des deux autres phases peuvent être simplement déduits. Pour ce faire, on utilise le modèle de la Figure 2.3, dans lequel les quatre (4) ponts d'entrée sont connectés via des transformateurs idéaux.

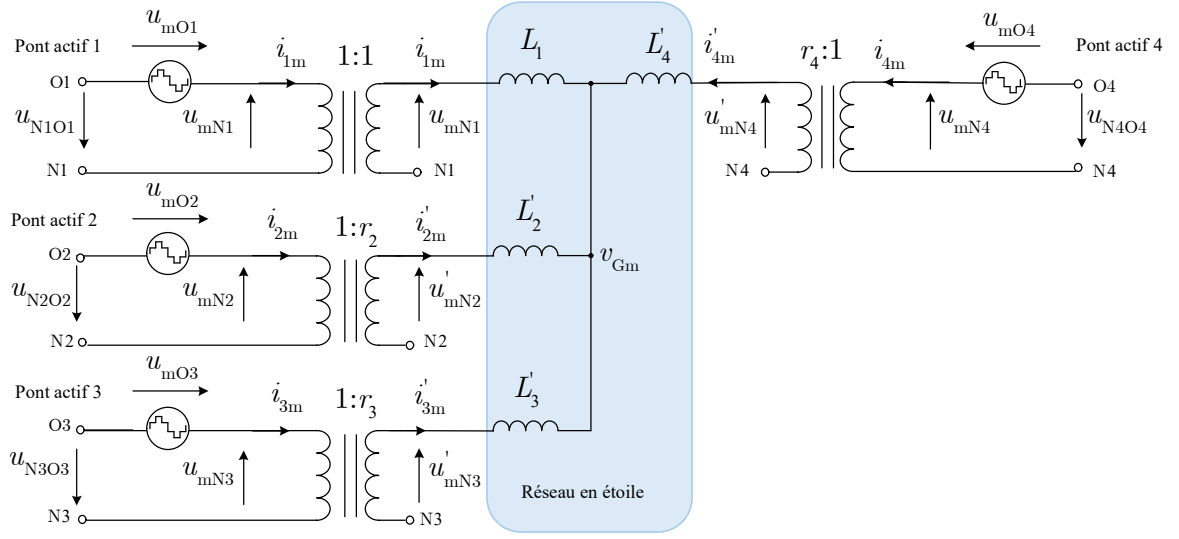


Figure 2.3. Modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB sur une phase

Pour la phase a, on peut dire au primaire du transformateur idéal du port 1 que :

$$u_{aN1} = u_{aO1} - u_{N1O1} \quad (2.12)$$

De manière similaire, on obtient, pour les phases b et c du port 1 :

$$u_{bN1} = u_{bO1} - u_{N1O1} \quad (2.13)$$

$$u_{cN1} = u_{cO1} - u_{N1O1} \quad (2.14)$$

En supposant que les tensions u_{aN1} , u_{bN1} et u_{cN1} sont équilibrées, on obtient que :

$$u_{N1O1} = \frac{u_{aO1} + u_{bO1} + u_{cO1}}{3} \quad (2.15)$$

avec :

$$u_{aO1} = P_1 \cdot U_1 \quad (2.16)$$

$$u_{bO1} = P_3 \cdot U_1 \quad (2.17)$$

$$u_{cO1} = P_5 \cdot U_1 \quad (2.18)$$

En remplaçant les équations (2.16) à (2.18) dans (2.15), on obtient une formulation explicite de la tension commune u_{N1O1} appliquée sur le point neutre N1 du port 1 du transformateur :

$$u_{N1O1} = \frac{(P_1 + P_3 + P_5) \cdot U_1}{3} \quad (2.19)$$

Cette tension dépend uniquement des états des interrupteurs du pont actif du port 1 et de sa tension DC d'entrée U_1 . En suivant le même raisonnement pour les ports 2, 3 et 4, les tensions respectives de ces ports peuvent être exprimées comme suit :

$$u_{N2O2} = \frac{(S_1 + S_3 + S_5) \cdot U_2}{3} \quad (2.20)$$

$$u_{N3O3} = \frac{(T_1 + T_3 + T_5) \cdot U_3}{3} \quad (2.21)$$

$$u_{N4O4} = \frac{(Q_1 + Q_3 + Q_5) \cdot U_4}{3} \quad (2.22)$$

Par ailleurs, l'insertion des équations (2.16) à (2.19) dans les équations (2.12) à (2.14) permet d'obtenir les expressions des tensions primaires du port 1 en fonction de l'état des interrupteurs et de la tension DC d'entrée U_1 , soit :

$$u_{aN1} = \frac{(2P_1 - P_3 - P_5) \cdot U_1}{3} \quad (2.23)$$

$$u_{bN1} = \frac{(2P_3 - P_1 - P_5) \cdot U_1}{3} \quad (2.24)$$

$$u_{cN1} = \frac{(2P_5 - P_1 - P_3) \cdot U_1}{3} \quad (2.25)$$

Une analyse similaire sur chacune des phases des ponts actifs 2, 3 et 4 du convertisseur permet d'obtenir des expressions similaires sur chacun des ports :

- Port 2 :

$$u'_{aN2} = \frac{(2S_1 - S_3 - S_5) \cdot U_2'}{3} \quad (2.26)$$

$$u'_{bN2} = \frac{(2S_3 - S_1 - S_5) \cdot U_2'}{3} \quad (2.27)$$

$$u'_{cN2} = \frac{(2S_5 - S_1 - S_3) \cdot U_2'}{3} \quad (2.28)$$

- Port 3 :

$$u'_{aN3} = \frac{(2T_1 - T_3 - T_5) \cdot U_3'}{3} \quad (2.29)$$

$$u'_{bN3} = \frac{(2T_3 - T_1 - T_5) \cdot U_3'}{3} \quad (2.30)$$

$$u'_{cN3} = \frac{(2T_5 - T_1 - T_3) \cdot U_3'}{3} \quad (2.31)$$

- Port 4 :

$$u'_{aN4} = \frac{(2Q_1 - Q_3 - Q_5) \cdot U_4'}{3} \quad (2.32)$$

$$u'_{bN4} = \frac{(2Q_3 - Q_1 - Q_5) \cdot U_4'}{3} \quad (2.33)$$

$$u'_{cN4} = \frac{(2Q_5 - Q_1 - Q_3) \cdot U_4'}{3} \quad (2.34)$$

Les équations (2.23) à (2.34) représentent les tensions alternatives du convertisseur en fonction des états de commutation des interrupteurs pour chacun des 12 modes présentés au Tableau 1.5. À partir de ces expressions, il devient possible de définir la tension du point milieu sur chacune des phases m en fonction des états de commutation des interrupteurs à l'aide de l'équation (2.8). Pour ce faire, on substitue les équations (2.23) à (2.34) dans l'équation (2.8) pour chacune des phases et on obtient une expression analytique explicite de

la tension du point milieu sur chaque phase en fonction des états des interrupteurs et des tensions DC :

$$v_{Ga} = \frac{(2P_1 - P_3 - P_5)U_1 + (2S_1 - S_3 - S_5) \cdot U'_2 + \dots \dots + (2T_1 - T_3 - T_5)U'_3 + (2Q_1 - Q_3 - Q_5)U'_4}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.35)$$

$$v_{Gb} = \frac{(2P_3 - P_1 - P_5)U_1 + (2S_3 - S_1 - S_5)U'_2 + \dots \dots + (2T_3 - T_1 - T_5)U'_3 + (2Q_3 - Q_1 - Q_5)U'_4}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.36)$$

$$v_{Gc} = \frac{(2P_5 - P_1 - P_3)U_1 + (2S_5 - S_1 - S_3)U'_2 + \dots \dots + (2T_5 - T_1 - T_3)U'_3 + (2Q_5 - Q_1 - Q_3)U'_4}{1 + L_1 \cdot \left(\frac{1}{L'_2} + \frac{1}{L'_3} + \frac{1}{L'_4} \right)} \quad (2.37)$$

Les équations (2.23) à (2.34) sont indispensables pour développer les expressions analytiques des grandeurs importantes du convertisseur de type 3p-MAB avec le modèle du transformateur en Y. Parmi ces grandeurs on a : les courants initiaux, les courants maximaux sur chacune des phases, les courants efficaces et les courants moyens. La Figure 2.4 illustre les formes d'onde triphasées des tensions au point milieu des ports du convertisseur 3p-MAB obtenues avec EMTP®. Il est possible de démontrer que ces signaux sont les mêmes que ceux issus de l'application des équations (2.35) à (2.37) (pas montré puisque les signaux seraient simplement superposés). Chaque signal correspond à une onde carrée, générée par les ponts actifs triphasés du convertisseur, selon la modulation SPS et le déphasage appliqués à chaque port défini dans le Tableau 1.5.

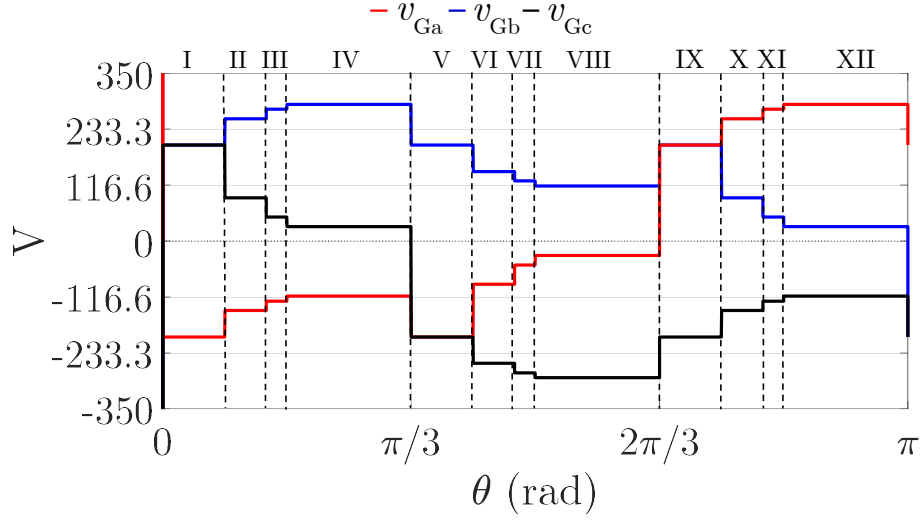


Figure 2.4. Les tensions triphasées du point milieu du convertisseur 3p-MAB

2.3.2 Courants initiaux du convertisseur

La Figure 2.5 illustre le modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB où les transformateurs idéaux ont été volontairement omis pour des raisons de clarté. Cette représentation facilite l'explication de la méthodologie utilisée pour dériver les équations des **courants initiaux** du convertisseur 3p-MAB. La méthode exploitée ici pour le calcul des courants initiaux est adaptée de celle présentée dans les travaux de [38], [39].

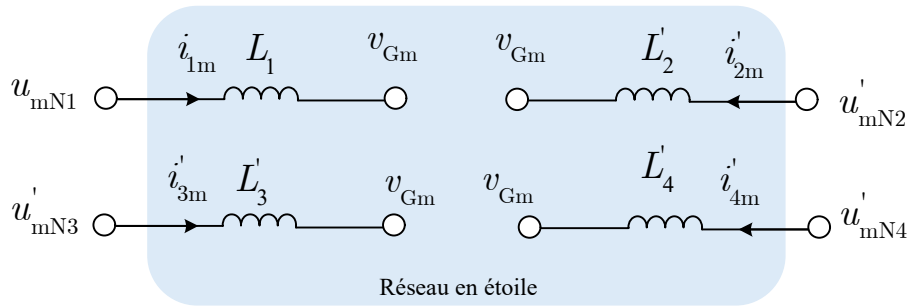


Figure 2.5. Schéma équivalent simplifié du convertisseur référencé au port 1

Les formes d'ondes des tensions sur chacune des phases m appliquées à chacun des ports u_{mN1} , u'_{mN2} , u'_{mN3} et u'_{mN4} sont décrites par l'application des équations (2.23) à (2.34) en connaissant les états des interrupteurs présentés au Tableau 1.5. Les formes d'ondes des

tensions v_{Gm} au point virtuel Gm sur chacune des phases m sont obtenues en appliquant les équations (2.35) à (2.37). En appliquant la relation courant-tension aux bornes d'une inductance sur chacune des branches du modèle équivalent illustré à la Figure 2.5, et en supposant que les tensions continues DC appliquées aux quatre (4) ports du convertisseur 3p-MAB sont constantes, les équations différentielles décrivant l'évolution des courants dans les inductances de fuite pour chaque mode sont obtenues :

$$i_{1m}(\theta) = \frac{1}{\omega_s L_1} (u_{mN1} - v_{Gm}) \cdot (\theta - \theta_0) + i_{1m}(\theta_0) \quad (2.38)$$

$$i'_{2m}(\theta) = \frac{1}{\omega_s L'_2} (u'_{mN2} - v_{Gm}) \cdot (\theta - \theta_0) + i'_{2m}(\theta_0) \quad (2.39)$$

$$i'_{3m}(\theta) = \frac{1}{\omega_s L'_3} (u'_{mN3} - v_{Gm}) \cdot (\theta - \theta_0) + i'_{3m}(\theta_0) \quad (2.40)$$

$$i'_{4m}(\theta) = \frac{1}{\omega_s L'_4} (u'_{mN4} - v_{Gm}) \cdot (\theta - \theta_0) + i'_{4m}(\theta_0) \quad (2.41)$$

avec $\theta = \omega_s t$ et θ_0 étant l'angle initial au début de chaque mode pris individuellement. La résolution des équations (2.38) à (2.41) repose sur une approche symbolique structurée en plusieurs étapes décrite à la Figure 2.6. La méthode consiste à résoudre le courant du convertisseur MAB sur chacun des **12 modes** définis de 0 à π en reliant à chaque étape la valeur initiale d'un mode à la valeur finale de celui qui le précède. Une fois cette chaîne complétée, on pose l'hypothèse d'un régime permanent (équation (2.42)), ce qui permet finalement de déterminer les expressions de $i_{1m}(0)$, $i'_{2m}(0)$, $i'_{3m}(0)$ et $i'_{4m}(0)$.

$$i_{1m}(0) = -i_{1m}(\pi), i'_{2m}(0) = -i'_{2m}(\pi), i'_{3m}(0) = -i'_{3m}(\pi), i'_{4m}(0) = -i'_{4m}(\pi) \quad (2.42)$$

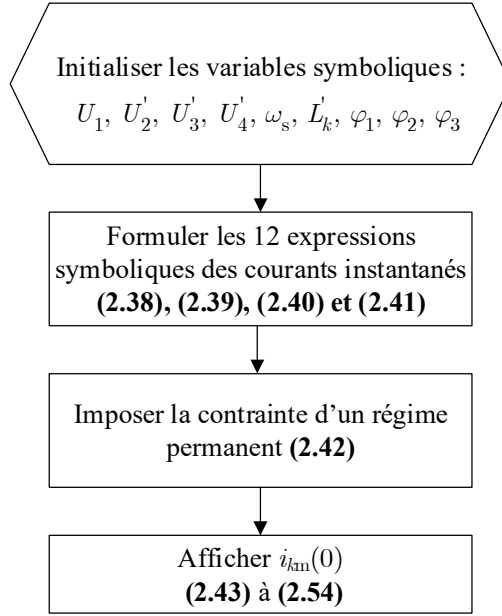


Figure 2.6. Algorithme pour le calcul des courants initiaux avec MATLAB®

Ainsi on obtient :

- Pour le port 1 :

$$i_{1a}(0) = \frac{-3(2\pi + 3\varphi_1)U_1 - (2\pi - 3\varphi_2)U_2' + (2\pi + 3\varphi_3)U_3' + 2\pi U_4'}{36\omega_s L_1} \quad (2.43)$$

$$i_{1b}(0) = \frac{3(\pi + 6\varphi_1)U_1 - (\pi + 6\varphi_2)U_2' - (\pi + 6\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_1} \quad (2.44)$$

$$i_{1c}(0) = \frac{3(\pi - 3\varphi_1)U_1 - (\pi - \varphi_2)U_2' - (\pi - 3\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_1} \quad (2.45)$$

- Pour le port 2 on a :

$$i_{2a}'(0) = \frac{(2\pi - 3\varphi_1)U_1 - 3(2\pi + 3\varphi_2)U_2' - (2\pi + 3\varphi_3)U_3' + 2\pi U_4'}{36\omega_s L_2'} \quad (2.46)$$

$$i_{2b}'(0) = \frac{-(\pi + 6\varphi_1)U_1 + 3(\pi - 6\varphi_2)U_2' - (\pi + 6\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_2'} \quad (2.47)$$

$$i'_{2c}(0) = \frac{-3(\pi - \varphi_1)U_1 + 3(\pi - 3\varphi_2)U_2' + (\pi - 3\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_2'} \quad (2.48)$$

- Pour le port 3 on a :

$$i'_{3a}(0) = \frac{(2\pi - 3\varphi_1)U_1 + (2\pi - 3\varphi_2)U_2' - 3(2\pi + 3\varphi_3)U_3' - 2\pi U_4'}{36\omega_s L_3'} \quad (2.49)$$

$$i'_{3b}(0) = \frac{-(\pi - 6\varphi_1)U_1 - (\pi + 6\varphi_2)U_2' + 3(\pi + 6\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_3'} \quad (2.50)$$

$$i'_{3c}(0) = \frac{-(\pi - 3\varphi_1)U_1 - (\pi - 3\varphi_2)U_2' + 3(\pi - 3\varphi_3)U_3' - \pi U_4'}{36\omega_s L_3'} \quad (2.51)$$

- Et enfin, pour le port 4 on a :

$$i'_{4a}(0) = \frac{(2\pi + 3\varphi_1)U_1 + (2\pi + 3\varphi_2)U_2' + (2\pi - 3\varphi_3)U_3' - 6\pi U_4'}{36\omega_s L_4'} \quad (2.52)$$

$$i'_{4b}(0) = \frac{-(\pi + 6\varphi_1)U_1 - (\pi + 6\varphi_2)U_2' - (\pi + 6\varphi_3)U_3' + 3\pi U_4'}{36\omega_s L_4'} \quad (2.53)$$

$$i'_{4c}(0) = \frac{-(\pi + 3\varphi_1)U_1 - (\pi - 3\varphi_2)U_2' - (\pi - 3\varphi_3)U_3' + \pi U_4'}{36\omega_s L_4'} \quad (2.54)$$

D'après les équations (2.43) à (2.54), on observe que les courants initiaux du convertisseur dépendent des déphasages, des tensions continues, de la fréquence de commutation et des inductances de fuite.

2.3.2.1 Présentation des résultats

La Figure 2.7 illustre les formes d'onde carrées des tensions primaires appliquées aux enroulements du transformateur du convertisseur 3p-MAB, obtenues avec EMTP®. Ces tensions, notées u_{mN1} , u_{mN2} , u_{mN3} et u_{mN4} pour chaque port, sont issues de la commutation commandée des interrupteurs de puissance selon les états définis par les équations (2.23) à

(2.34). Elles résultent directement de la modulation SPS appliquée indépendamment à chaque pont actif triphasé et permettent de contrôler les transferts de puissance entre ports.

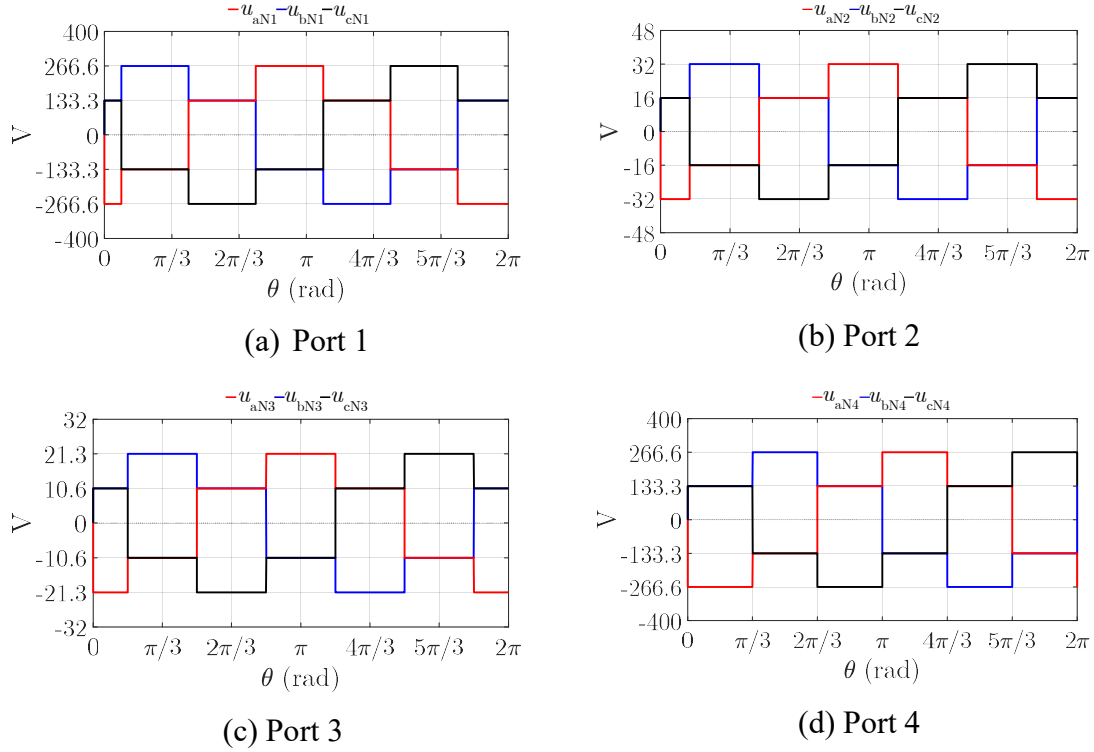


Figure 2.7. Tensions sur les trois phases à chacun des ports

La Figure 2.8 présente les courants sur chacune des phases des ponts actifs pour chacun des ports du convertisseur 3p-MAB, obtenues avec EMTP®. Ces courants, notés i_{kmi} , résultent de la circulation de l'énergie à travers les inductances de fuite des enroulements du transformateur. Leur forme est directement influencée par les tensions triphasées appliquées définies par les équations (2.23) à (2.34), ainsi que par les déphasages définis au Tableau 2.2. Puisque les courants sont initialisés dans EMTP® avec les équations (2.43) à (2.54), l'absence de composante DC dans les courants alternatifs sur la Figure 2.8 indique que l'initialisation est effectuée correctement dans EMTP®. Une mauvaise initialisation aurait entraîné l'apparition d'une composante DC dans les courants qui aurait été l'image de l'erreur d'initialisation.

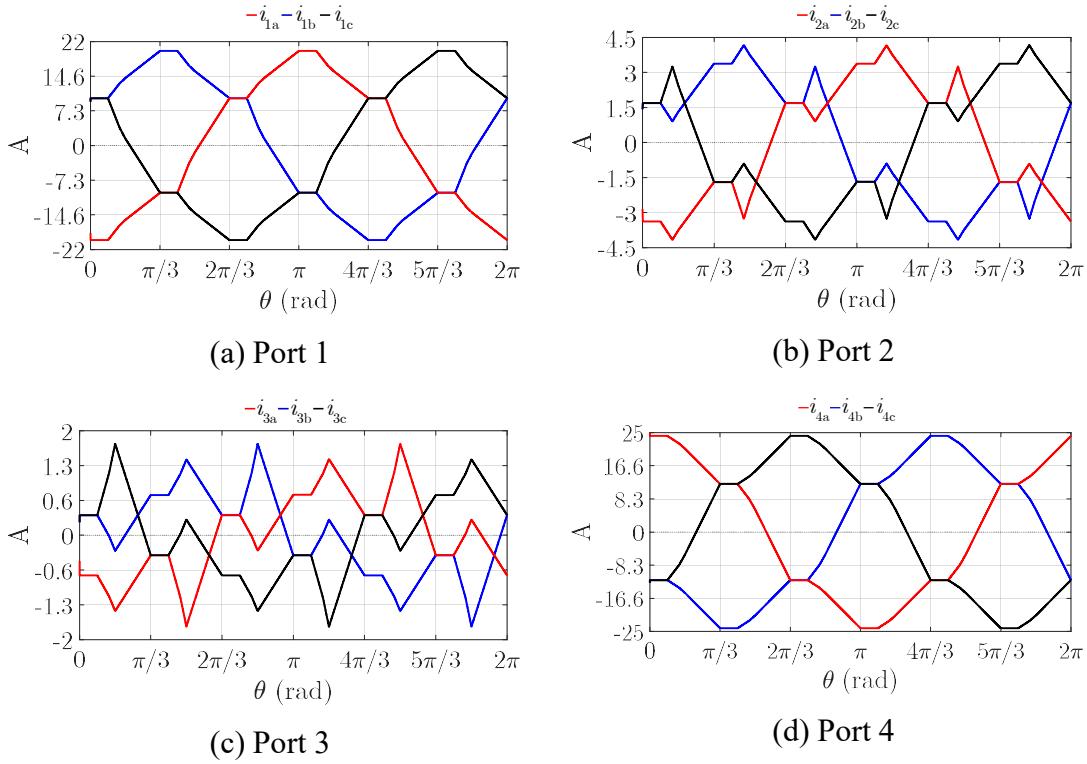


Figure 2.8. Courants sur les trois phases à chacun des ports

2.3.3 Valeur maximale des courants instantanés du convertisseur

2.3.3.1 Description de la méthode et des équations

Afin d'assurer un choix approprié et de prévenir toute surcharge potentielle sur les interrupteurs du convertisseur, il est indispensable de déterminer, pour chaque port, la valeur maximale des courants instantanés. La méthodologie utiliser ici est adaptée de celle présentée dans [64]. Elle repose sur la résolution séquentielle des équations (2.38) à (2.41). On y applique les conditions initiales et finales : $i_{km}(0)$ et $i_{km}(\pi)$. Le courant est d'abord formulé analytiquement. Les paramètres sont ensuite remplacés par les valeurs définies au Tableau 2.1. On évalue ensuite l'expression pour repérer l'instant où le courant atteint son maximum. L'algorithme de programmation pour la résolution des courants maximaux est défini à la Figure 2.9.

Cette approche permet d'obtenir les équations maximales des courants de chaque port, définies par :

$$i_{1\max} = |i_{1a}(\pi/3)| \quad (2.55)$$

$$i_{2\max} = |i_{2a}(\pi - \varphi_3)| \quad (2.56)$$

$$i_{3\max} = |i_{3a}(2\pi/3 - \varphi_2)| \quad (2.57)$$

$$i_{4\max} = |i_{4a}(\pi/3)| \quad (2.58)$$

Les expressions permettant de définir la valeur maximale des courants instantanés en fonction des tensions ramenées au primaire du port 1, des déphasages et des inductances de fuite de chaque port sont définies par :

$$i_{1\max} = \frac{(\pi - 2\varphi_1)U_1 + (\pi + \varphi_2)U_2' + (\pi + \varphi_3)U_3' + \pi U_4'}{36\omega_s L_1} \quad (2.59)$$

$$i_{2\max} = \frac{(\pi - 6\varphi_1)U_1 + 2(\pi - \varphi_2)U_2' + (\pi - \varphi_3)U_3' + (\pi - 3\varphi_1)U_4'}{36\omega_s L_2'} \quad (2.60)$$

$$i_{3\max} = \frac{(\pi - 6\varphi_1)U_1 + (\pi - 3\varphi_2)U_2' + (\pi - 3\varphi_3)U_3' - 6\varphi_1 U_4'}{36\omega_s L_3'} \quad (2.61)$$

$$i_{4\max} = \frac{(\pi + 6\varphi_1)U_1 + 2(\pi + 3\varphi_2)U_2' + (\pi + 6\varphi_3)U_3' + 3\pi U_4'}{36\omega_s L_4'} \quad (2.62)$$

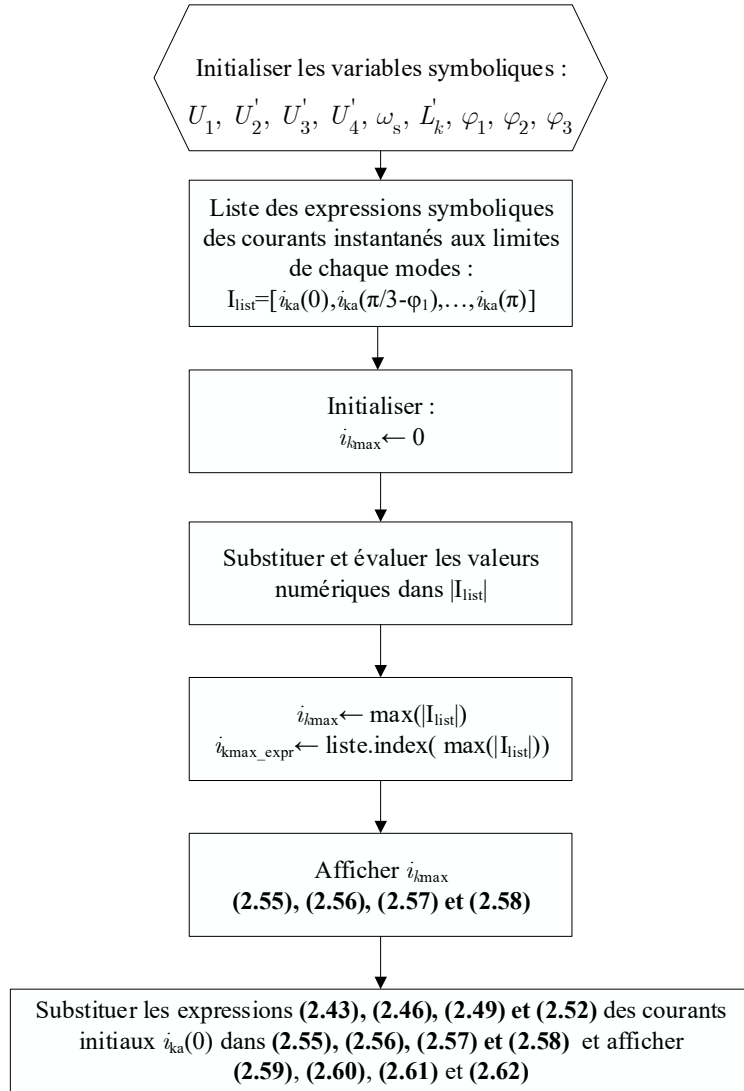
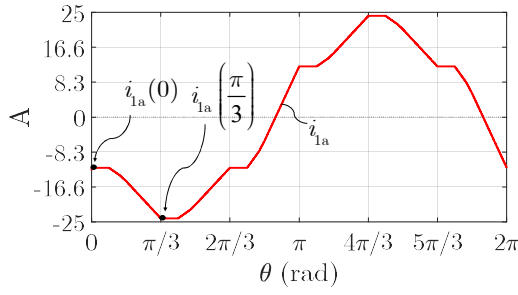
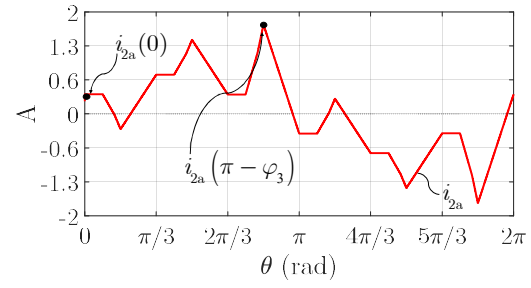


Figure 2.9. Algorithme pour le calcul des courants maximaux avec MATLAB®

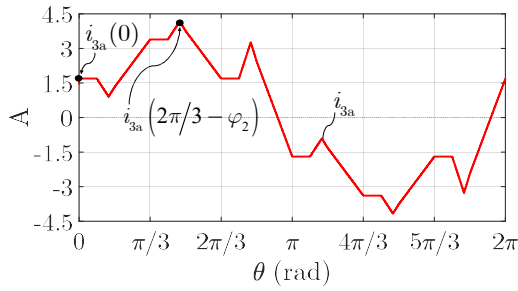
La Figure 2.10 illustre l'évolution des courants instantanés de la phase a pour les quatre (4) ports du convertisseur 3p-MAB sur un cycle complet, simulé sous EMTP®. Cette figure permet d'observer les instants d'obtention des valeurs maximales de courant à chacun des ports.



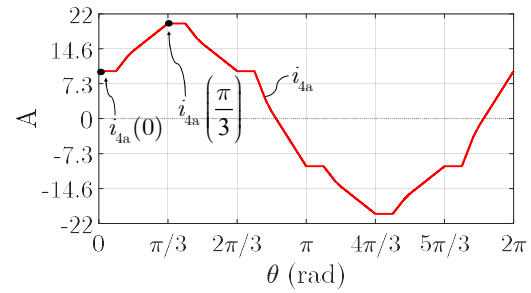
(a) Port 1



(b) Port 2



(c) Port 3



(d) Port 4

Figure 2.10. Courants sur la phase « a » à chacun des ports

2.3.3.2 Présentation des résultats et validation

La Figure 2.11 illustre les courants instantanés simulés avec EMTP® (rouge) avec la valeur maximale calculée avec MATLAB® (vert). On observe que les courants maximaux obtenus analytiquement sous MATLAB® concordent avec ceux issus de la simulation EMTP® et valident ainsi le modèle analytique développé.

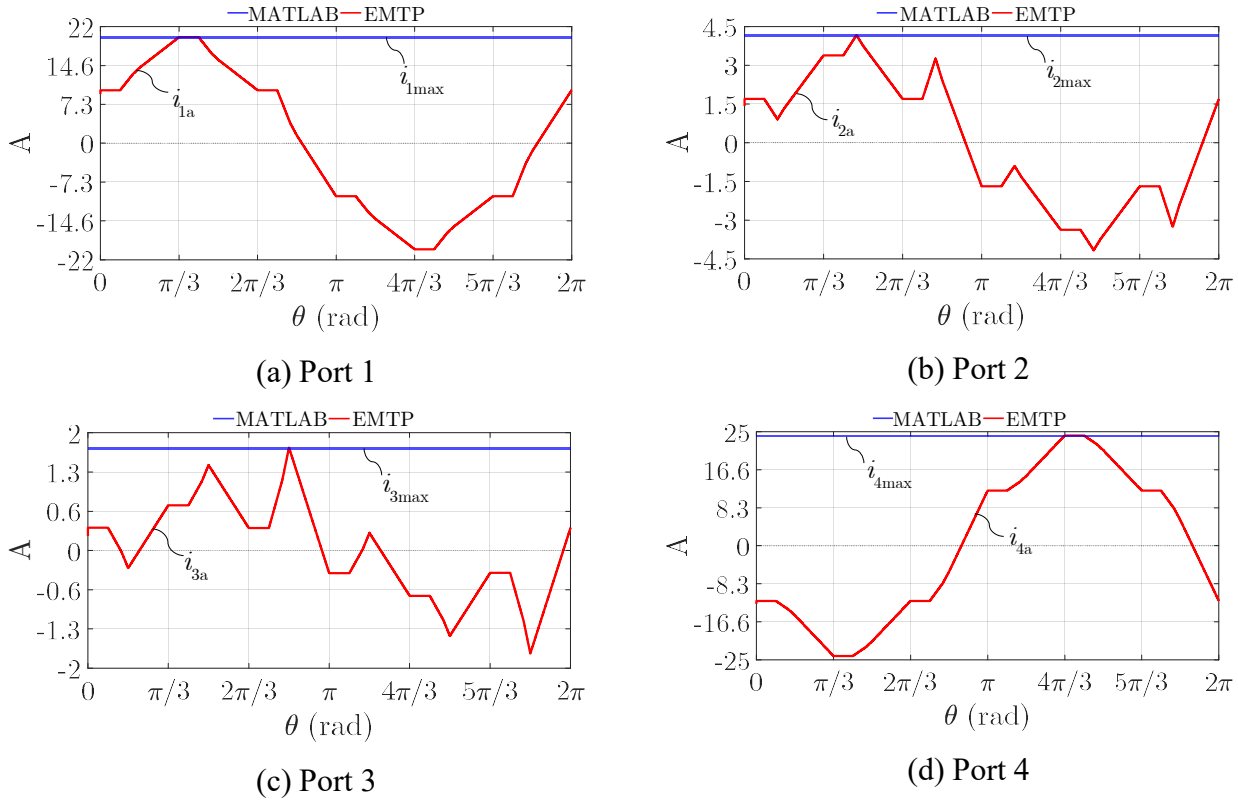


Figure 2.11. Courants maximaux de la phase « a » des ports du convertisseur

2.3.4 Courants efficaces (RMS) du convertisseur

2.3.4.1 Description de la méthode et des équations

L'approche repose sur les travaux présentés dans [61]. Elle consiste à définir les courants quadratiques moyens traversant les inductances de fuite de chaque port sur les 12 modes. Ces courants efficaces sont par la suite recomposés pour permettre le calcul du courant quadratique moyen de chaque port en utilisant l'équation (2.63) définie par :

$$I_{kRMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_{ka}^2(\theta) d\theta} \quad (2.63)$$

En se basant sur les états des interrupteurs présentés au Tableau 1.5, le courant qui traverse les inductances de fuite des ports k , peut être déterminé de façon segmentée. Par

conséquent, pour chacun des 12 modes, on peut décrire le courant efficace qui traverse l'inductance de fuite de chaque port comme suit :

$$I_{kRMS} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\pi}{3} - \varphi_1} i_{ka}^2(\theta) d\theta + \dots + \int_{\pi - \varphi_3}^{\pi} i_{ka}^2(\theta) d\theta \right]} \quad (2.64)$$

L'application de l'équation (2.64) permet de définir les courants efficaces sur chacun des ports. L'algorithme de programmation pour la résolution de l'équation (2.64) est défini à la Figure 2.12.

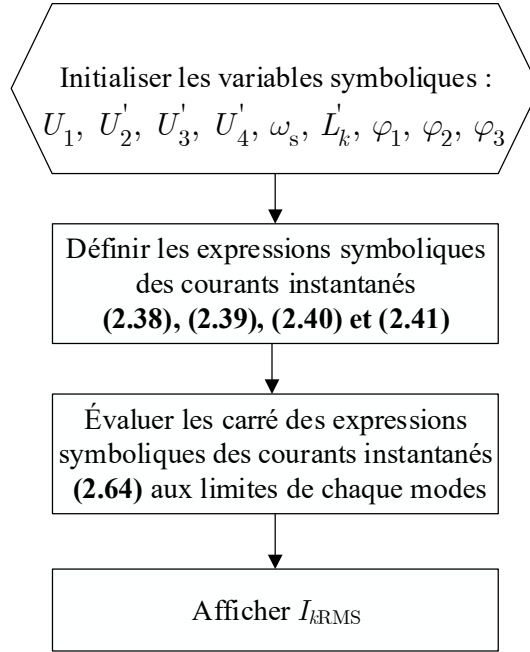


Figure 2.12. Algorithme pour le calcul des courants efficaces avec MATLAB®

2.3.4.2 Présentation des résultats et validation

La Figure 2.13 présente l'évolution des courants efficaces aux quatre (4) ports du convertisseur 3p-MAB, avec en bleu les résultats de simulation sous EMTP® et en rouge pointillé les valeurs issues du modèle analytique sous MATLAB®. Pour chaque port, on observe que la valeur analytique correspond à la valeur finale obtenue avec EMTP®. La

période intermédiaire observée au début de la simulation dans EMTP® est un transitoire dit « de mesure » associée au nombre de points nécessaire pour calculer la valeur efficace dans le domaine du temps. Cette concordance finale entre les deux (2) approches confirme la validité du modèle analytique pour prédire avec précision les valeurs des courants efficaces en régime permanent.

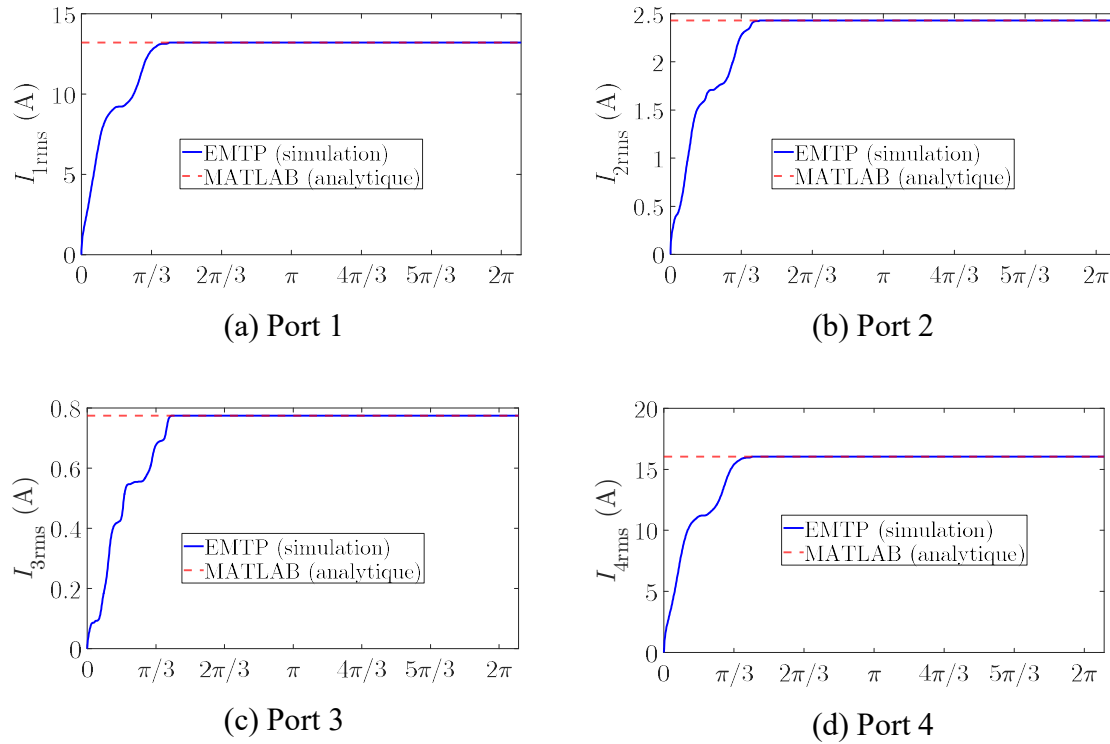


Figure 2.13. Courants efficaces à chaque port

2.3.5 Courants moyens du convertisseur

2.3.5.1 Description de la méthode et des équations

Cette section présente la méthodologie utilisée pour le calcul des **courants moyens** du côté DC à chacun des ports. La méthodologie utilisée est basée sur [39]. La Figure 2.14 montre les formes d'ondes des courants continus i_{1dc} , i_{2dc} , i_{3dc} et i_{4dc} obtenues avec EMTP® avec les valeurs moyennes I_1 , I_2 , I_3 , et I_4 que l'on cherche à calculer. L'analyse

repose sur le principe que les courants continus i_{kdc} de chaque port sont une recombinaison des courants alternatifs i_{km} de chaque pont et de l'état des interrupteurs à chaque mode. Le courant moyen du port k est obtenu en calculant la valeur moyenne temporelle du courant i_{km} correspondant à chaque mode. Puisque la forme d'onde du courant se répète à chaque $1/6^e$ de cycle, l'analyse est limitée à un intervalle d'une durée de $\pi/3$.

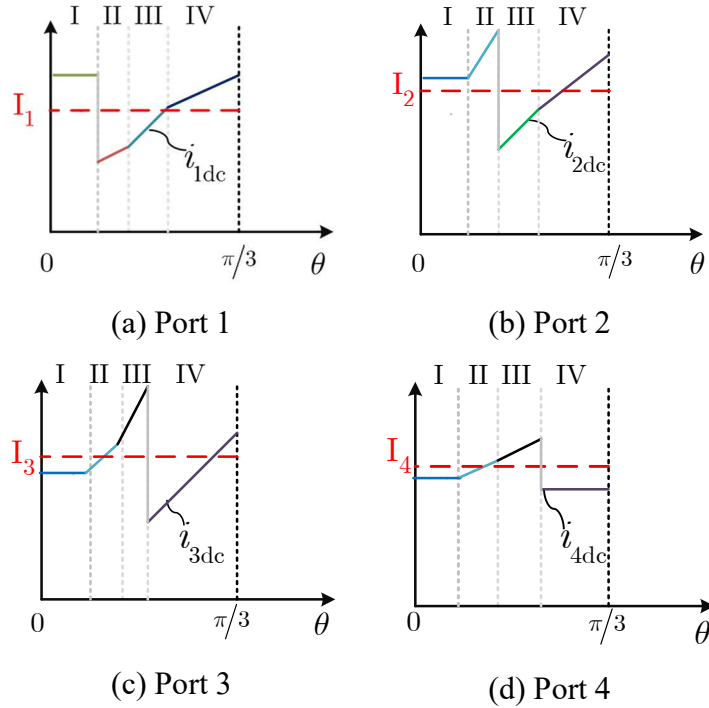


Figure 2.14. Courants continus à chacun des ports

Pour définir les expressions I_k de chaque port, on considère que le courant sur l'intervalle $[0, \pi/3]$ est découpé en quatre sous-intervalles de longueurs $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ et σ_4 directement liées aux déphasages φ_1, φ_2 , et φ_3 . Sur chacun de ces segments, la valeur moyenne du courant est connue $\langle i_{kdc} \rangle_I, \langle i_{kdc} \rangle_{II}, \langle i_{kdc} \rangle_{III}$ et $\langle i_{kdc} \rangle_{IV}$ la combinaison pondérée de ces moyennes par les longueurs correspondantes sur $1/6^e$ de cycle conduit à l'expression générale suivante :

$$I_k = \frac{3}{\pi} \left(\sigma_1 \cdot \langle i_{kdc} \rangle \Big|_I + \sigma_2 \cdot \langle i_{kdc} \rangle \Big|_{II} + \sigma_3 \cdot \langle i_{kdc} \rangle \Big|_{III} + \sigma_4 \cdot \langle i_{kdc} \rangle \Big|_{IV} \right) \quad (2.65)$$

La distinction entre les ports provient de la manière dont les longueurs $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ et σ_4 s'associent aux moyennes, car chaque port ne « voit » pas les mêmes séquences temporelles du fait du décalage en phase des tensions appliquées. Ainsi, l'ordre d'apparition des intervalles diffère d'un port à l'autre dans l'expression de I_k , ce qui se traduit par une permutation circulaire des longueurs. En considérant les déphasages définis au Tableau 2.2 ainsi que les 12 modes présentés au Tableau 1.5, les longueurs des intervalles élémentaires d'un tiers de période peuvent s'écrire :

$$\sigma_1 = \frac{\pi}{3} - \varphi_1, \sigma_2 = \varphi_2 - \varphi_1, \sigma_3 = \varphi_3 - \varphi_2 \text{ et } \sigma_4 = -\varphi_3, \quad (2.66)$$

Avec la propriété fondamentale que $\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4 = \frac{\pi}{3}$. Ces grandeurs représentent les durées respectives des quatre sous-intervalles, et leur combinaison assure la couverture complète du sixième de période considéré. Pour le port 1, qui est décalé de σ_1 , par rapport au port de référence, l'expression conserve la même structure, mais appliquée à ses propres intervalles :

$$I_1 = \frac{3}{\pi} \left[\sigma_1 \cdot \langle i_{1dc} \rangle \Big|_I + \sigma_2 \cdot \langle i_{1dc} \rangle \Big|_{II} + \sigma_3 \cdot \langle i_{1dc} \rangle \Big|_{III} + \sigma_4 \cdot \langle i_{1dc} \rangle \Big|_{IV} \right] \quad (2.67)$$

Le port 2, décalé davantage en phase, commence son cycle avec la longueur σ_4 , puis enchaîne avec σ_1, σ_2 , et σ_3 ce qui donne :

$$I_2 = \frac{3}{\pi} \left[\sigma_4 \cdot \langle i_{2dc} \rangle \Big|_I + \sigma_1 \cdot \langle i_{2dc} \rangle \Big|_{II} + \sigma_2 \cdot \langle i_{2dc} \rangle \Big|_{III} + \sigma_3 \cdot \langle i_{2dc} \rangle \Big|_{IV} \right] \quad (2.68)$$

Le port 3 commence avec la longueur σ_2 , suivie successivement de σ_3, σ_4 , et σ_1 , ce qui conduit à :

$$I_3 = \frac{3}{\pi} \left[\sigma_2 \cdot \langle i_{3dc} \rangle \Big|_I + \sigma_3 \cdot \langle i_{3dc} \rangle \Big|_{II} + \sigma_4 \cdot \langle i_{3dc} \rangle \Big|_{III} + \sigma_1 \cdot \langle i_{3dc} \rangle \Big|_{IV} \right] \quad (2.69)$$

Enfin, puisque le port 4 est choisi comme référence de phase, il associe directement les longueurs $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ et σ_4 aux intervalles I, II, III et IV. Ainsi, on obtient :

$$I_4 = \frac{3}{\pi} \left[\sigma_1 \cdot \langle i_{4dc} \rangle \Big|_I + \sigma_2 \cdot \langle i_{4dc} \rangle \Big|_{II} + \sigma_3 \cdot \langle i_{4dc} \rangle \Big|_{III} + \sigma_4 \cdot \langle i_{4dc} \rangle \Big|_{IV} \right] \quad (2.70)$$

Ainsi, même si la forme mathématique reste identique, l'affectation des longueurs varie selon les ports et traduit la symétrie triphasée du convertisseur. Pour obtenir les expressions des courants moyens sur chacun des segments, il est nécessaire de préciser la plage temporelle propre à chaque port ainsi que les états de conduction des interrupteurs correspondants. Cette étape permet de passer de la formulation générale à des relations explicites adaptées à chaque cas. L'analyse détaillée des intervalles conduit alors aux équations spécifiques. Pour le port 1, l'étude est limitée à l'intervalle $\theta = [0, \pi/3 - \varphi_1]$, avec l'équation du courant continu i_{1dc} donnée par :

$$i_{1dc} = P_1 \cdot i_{1a} + P_3 \cdot i_{1b} + P_5 \cdot i_{1c} \quad (2.71)$$

Pour le port 2, l'analyse est limitée à l'intervalle $\theta = [\pi/3 - \varphi_1, \pi/3 - \varphi_2]$, avec :

$$i_{2dc} = S_1 \cdot i_{2a} + S_3 \cdot i_{2b} + S_5 \cdot i_{2c} \quad (2.72)$$

Pour le port 3, l'analyse est limitée à l'intervalle $\theta = [\pi/3 - \varphi_2, \pi/3 - \varphi_3]$, avec :

$$i_{3dc} = T_1 \cdot i_{3a} + T_3 \cdot i_{3b} + T_5 \cdot i_{3c} \quad (2.73)$$

Pour le port 4, l'analyse est limitée à l'intervalle $\theta = [\pi/3 - \varphi_3, \pi/3]$, avec :

$$i_{4dc} = Q_1 \cdot i_{4a} + Q_3 \cdot i_{4b} + Q_5 \cdot i_{4c} \quad (2.74)$$

Connaissant les états des signaux de commande définis dans le Tableau 1.5, il est alors possible d'établir les expressions des courants moyens sur chacun des intervalles. À titre d'illustration, considérons le mode I du port 1 : si l'on suppose que le courant est linéaire sur

l'intervalle $\theta = [0, \varphi_1]$, sa valeur moyenne peut être directement obtenue comme la demi-somme de ses valeurs aux limites des intervalles. On peut ainsi écrire que la moyenne du courant sur cet intervalle est donnée par :

$$\langle i_{1dc} \rangle_I = \frac{i_1(0) + i_1(\pi/3 - \varphi_1)}{2} \quad (2.75)$$

où $i_1(0)$ est défini à l'équation (2.43) et $i_1(\varphi_1)$ peut facilement être obtenu à partir de l'algorithme décrit sur la Figure 2.6.

En considérant les quatre (4) ports du convertisseur et en appliquant l'algorithme présenté à la Figure 2.15, le résultat obtenu est donné par la résolution des équations (2.67) à (2.70) représentant les courants moyens I_1, I_2, I_3 , et I_4 à chaque port. En multipliant, pour chaque port, le **courant continu moyen** I_k par la **tension DC** U_k , on définit la puissance utile échangée au port k :

$$P_k = U_k \cdot I_k \quad (2.76)$$

où la convention de signe adoptée est que $P_k > 0$, correspond à une puissance **injectée** par le port k vers le convertisseur (et $P_k < 0$ à une puissance **reçue** par ce port). Dans le modèle idéal (pertes internes négligeables), la conservation de l'énergie impose l'équilibre des puissances moyennes :

$$P_4 = P_1 + P_2 + P_3 \quad (2.77)$$

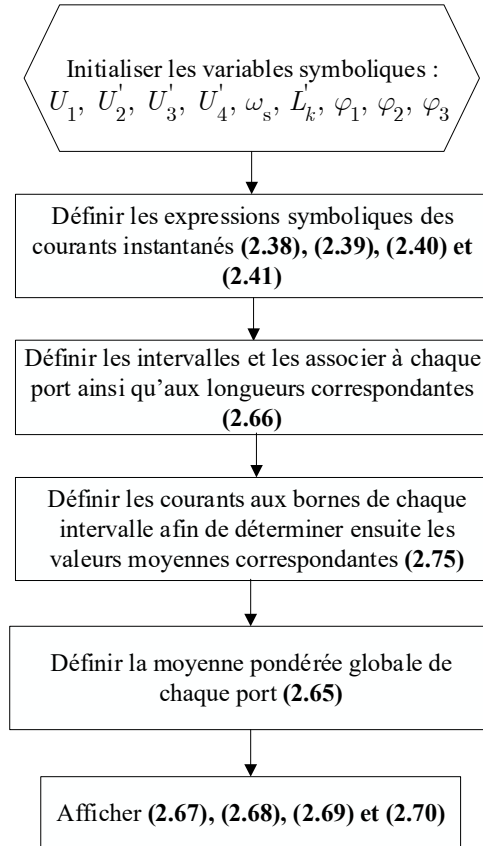
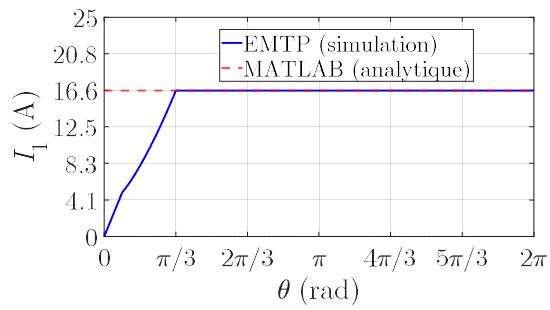


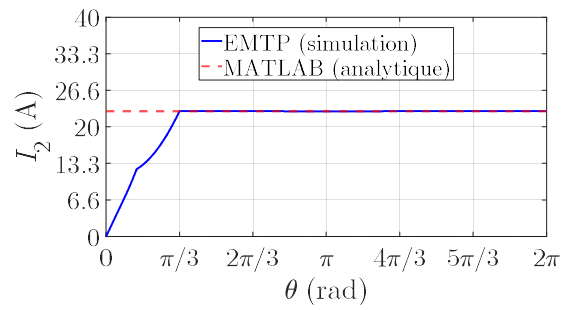
Figure 2.15. Algorithme pour le calcul des courants moyens avec MATLAB®

2.3.5.2 Présentation des résultats et validation

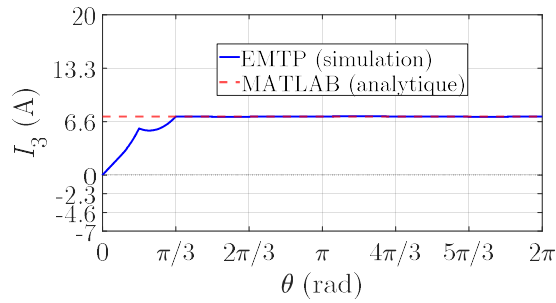
La Figure 2.16 compare les courants moyens des quatre (4) ports obtenus avec le modèle analytique sous MATLAB® (tirets rouges) et par simulation EMTP® (lignes bleues). Afin de compléter cette analyse, la Figure 2.17 présente les puissances correspondantes, calculées comme le produit des courants et des tensions aux bornes de chaque port.



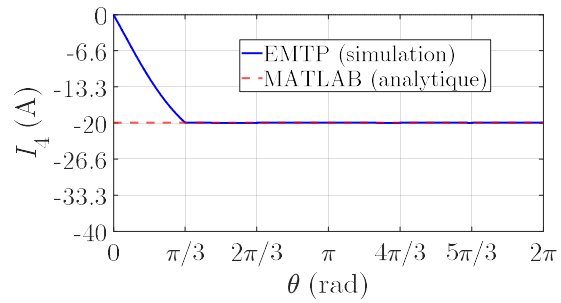
(a) Port 1



(b) Port 2

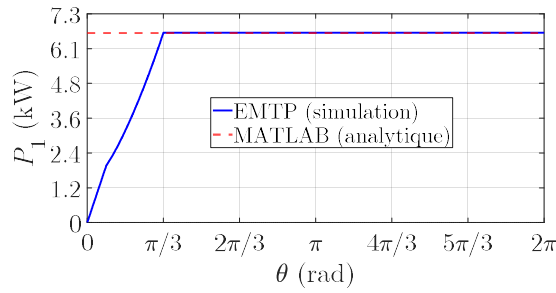


(c) Port 3

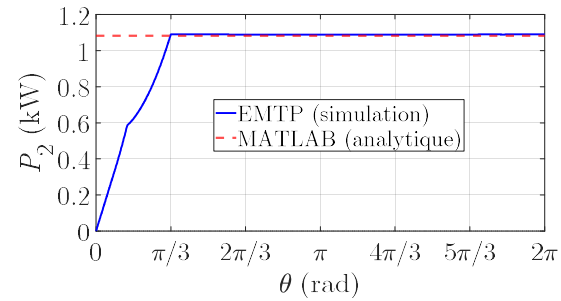


(c) Port 4

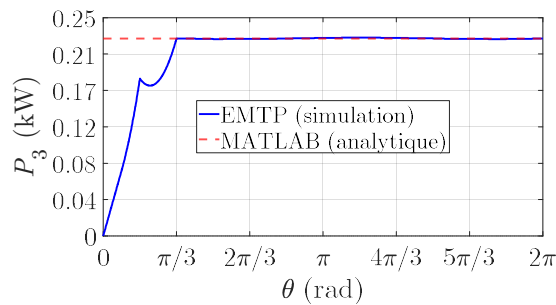
Figure 2.16. Courants moyens à chacun des ports



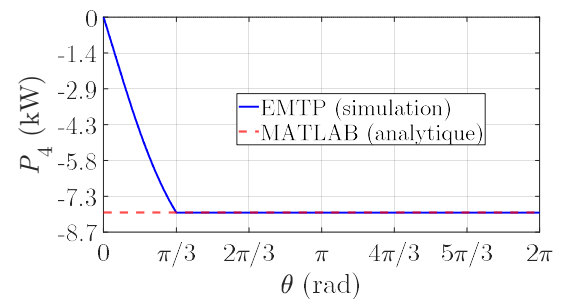
(a) Port 1



(b) Port 2



(c) Port 3



(c) Port 4

Figure 2.17. Puissances moyennes échangées à chacun des ports

2.3.6 Frontières de commutation de type ZVS du convertisseur

Avec une conception appropriée, le convertisseur 3p-MAB peut fonctionner en commutation de type ZVS sur une large plage de fonctionnement avec une modulation de type SPS. Le fonctionnement en commutation de type ZVS est indépendant à chacun des ports, c'est-à-dire qu'un port peut être en ZVS alors qu'un autre ne l'est pas. La condition pour obtenir une commutation de type ZVS à chacun des ports implique que le courant circule dans la diode antiparallèle du transistor au moment de sa mise en conduction. La tension aux bornes de l'interrupteur est alors nulle (avec l'hypothèse d'une diode idéale) au moment de sa mise en conduction. Dans le convertisseur 3p-DAB, il est démontré dans la littérature que le rendement est plus élevé lorsque les deux (2) ponts fonctionnent en mode de commutation de type ZVS [59]. Par extension, il est attendu que ce soit également le cas pour lorsque les quatre (4) ponts du convertisseur de type 3p-MAB sont en commutation de type ZVS.

Pour définir les frontières de la commutation de type ZVS pour le convertisseur de type 3p-MAB, les courants instantanés de la phase a sont analysés. En se basant sur le circuit équivalent en étoile illustré à la Figure 2.3, on peut établir les conditions pour chacun des ports comme suit :

$$i_{1a}(\pi/3 - \varphi_1) < 0 \quad (2.78)$$

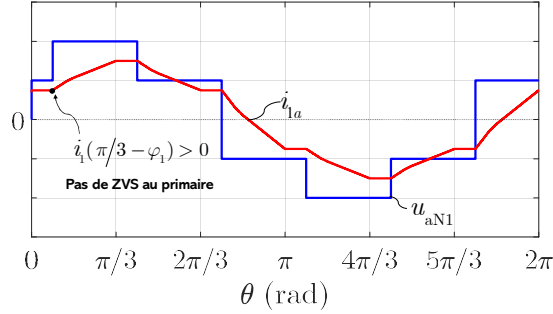
$$i_{2a}(\pi/3 - \varphi_2) < 0 \quad (2.79)$$

$$i_{3a}(\pi/3 - \varphi_3) < 0 \quad (2.80)$$

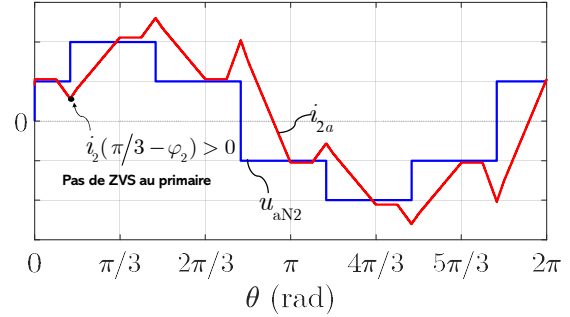
$$i_{4a}(0) < 0 \quad (2.81)$$

Le courant instantané $i_{4a}(0)$ est défini en combinant les équations (2.3) et (2.52). Pour ce qui est des courants instantanés $i_{1a}(\pi/3 - \varphi_1)$, $i_{2a}(\pi/3 - \varphi_2)$ et $i_{3a}(\pi/3 - \varphi_3)$, ceux-ci ne sont pas issus de l'algorithme de la Figure 2.6 (qui sert uniquement à déterminer les conditions initiales), mais calculés directement à partir des équations analytiques des intervalles associées à chaque port. La Figure 2.18(a) illustre la condition de commutation de

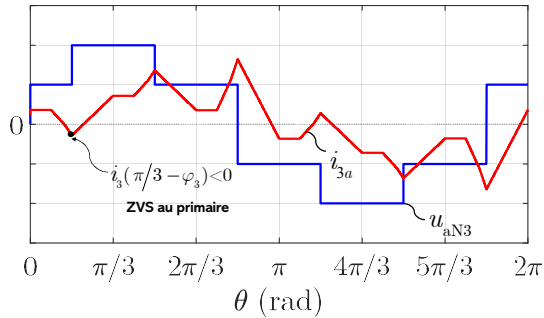
type ZVS du port 1. Le courant i_{1a} est positif à $\pi/3 - \varphi_1$, soit $i_{1a}(\pi/3 - \varphi_1) > 0$, ce qui veut dire que la diode antiparallèle n'est pas conductrice au moment de l'activation de l'interrupteur P_1 . Ceci qui veut dire que le port 1 du convertisseur 3p-MAB ne fonctionne pas en mode de commutation de type ZVS dans ces conditions.



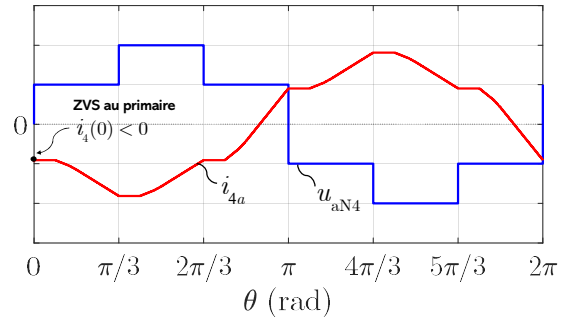
(a) Port 1



(b) Port 2



(c) Port 3



(d) Port 4

Figure 2.18. Conditions de commutation nulle des ports du convertisseur sous EMTP®

À la Figure 2.18(b), le courant i_{2a} est positif à $\pi/3 - \varphi_2$, soit $i_{2a}(\pi/3 - \varphi_2) > 0$, alors la condition de commutation de type ZVS du port 2 n'est aussi pas satisfaite. Ceci veut dire que la diode antiparallèle de l'interrupteur S_1 n'est pas conductrice au moment de son activation.

À la Figure 2.18(c), le courant i_{3a} est négatif à $\pi/3 - \varphi_3$, soit $i_{3a}(\pi/3 - \varphi_3) < 0$. Ceci signifie que la condition de commutation de type ZVS du port 3 est satisfaite et, par

conséquent, le port 3 effectue une commutation de type ZVS. Ceci veut aussi dire que la diode antiparallèle de l'interrupteur T_1 est conductrice au moment de son activation.

Finalement, à la Figure 2.18(d), le courant i_{4a} est négatif à $\theta = 0$, soit $i_{4a}(0) < 0$. Ceci signifie que la condition de commutation de type ZVS du port 4 est aussi satisfaite et par conséquent le port 4 effectue une commutation de type ZVS.

Cette analyse permet de conclure que, pour le scénario 2, les ponts pour le réseau électrique (**port 1**) et les batteries (**port 2**) n'effectuent pas une commutation de type ZVS. Cependant, les ponts pour les panneaux photovoltaïques (**port 3**) et pour le bateau (**port 4**) effectuent une commutation de type ZVS dans ces conditions d'opération.

CHAPITRE 3

ÉTUDE DE CAS SUR LA CONCEPTION D'UNE BORNE DE RECHARGE DÉDIÉE À UN BATEAU DE PÊCHE HYBRIDE

Ce chapitre vise à compléter les modèles théoriques (analytique et en simulation) développés au CHAPITRE 1 et au CHAPITRE 2 du convertisseur 3p-MAB dans une application réaliste d'une borne de recharge pour bateau de pêche hybride.

La **section 3.1** propose une conception préliminaire des composants de la bornes qui permet d'établir et de justifier les paramètres de la borne de recharge, notamment les niveaux de tension et les puissances affectées à chaque port. Ces données constituent le point de départ pour l'analyse du fonctionnement de la borne de recharge.

La **section 3.2** analyse la gestion de l'énergie au sein de la borne de recharge multi-source à travers deux des scénarios opérationnels présentés au CHAPITRE 1 (*scénario 1* : recharge des batteries de la borne, *scénario 2* : recharge des batteries du bateau). Elle décrit la logique de commande par seuil qui organise les flux de puissance entre les différentes sources, soit le réseau d'Hydro-Québec (**port 1**), les batteries de la borne (**port 2**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**) et la charge, soit les batteries embarquées du bateau de pêche (**port 4**). Cette section permet finalement d'évaluer les contraintes appliquées au convertisseur 3p-MAB dans l'application de la borne de recharge proposée.

3.1 DÉFINITION DES PARAMÈTRES DE LA BORNE DE RECHARGE

3.1.1 Le réseau électrique

Pour que la borne de recharge puisse fonctionner en autoproduction telle que décrit au scénario 3 de la section 1.3.3, son raccordement au réseau d'Hydro-Québec doit respecter les normes techniques applicables. Les exigences de la série E.12 (E.12-01 à E.12-08) encadrent les différentes configurations d'interconnexion en fonction, notamment, du niveau de tension, de la puissance installée et de la nature des équipements. Ce cadre normatif vise à assurer une intégration sûre, fiable et compatible des dispositifs de production décentralisée au réseau d'Hydro-Québec [65]. L'arbre de décision de la Figure 3.1 aide à déterminer la norme adéquate en prenant en compte des facteurs tels que la nature du raccordement (permanent ou non), la possibilité d'injection de puissance dans le réseau (avec ou sans), la tension du raccordement (basse ou moyenne) et la puissance des onduleurs (inférieure ou supérieure à 50 kW) [65]. Dans le cas de la borne de recharge proposée, nous avons posé les hypothèses que le raccordement sera permanent, avec injection de puissance, à basse tension et via un onduleur certifié de moins de 50 kW. Ainsi, c'est la norme **E.12-07** qui s'applique à ce cas. La norme **E.12-07** porte sur la micro-production (moins de 50 kW) permanente en basse tension (moins de 750 V) à l'aide d'onduleurs certifiés selon les normes CSA C22.2 no 107.1-01 ou UL1741. Ces hypothèses imposent une limite supérieure au niveau de la tension de raccordement et de la puissance disponible au **port 1**.

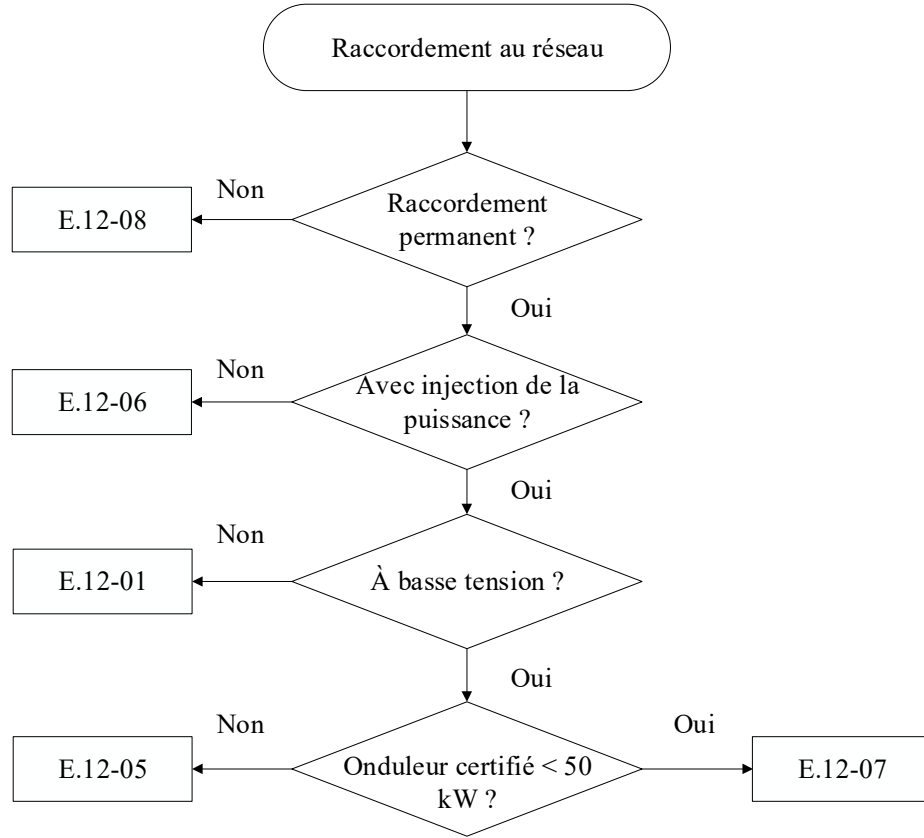


Figure 3.1. Arbre de décision de la norme de raccordement au réseau (adapté de [65])

Le raccordement de la borne de recharge au réseau d'Hydro-Québec se fait à une tension nominale de 400 V du côté DC de l'onduleur, comme définit à la section 3.1.4. Cette valeur s'aligne avec les exigences de recharge lente [72]. Le courant, lui, fluctue selon les besoins, particulièrement lorsque les batteries de la borne (**port 2**) ou du bateau (**port 4**) sont en cours de charge. Pour suivre précisément ces échanges, la puissance active $P_{\text{HQ}} = P_1$ fournie par le réseau est déterminée à chaque instant par l'équation suivante :

$$P_{\text{HQ}}(t) = V_{\text{HQ}}(t) \cdot I_{\text{HQ}}(t) \quad (3.1)$$

où

- $V_{\text{HQ}} = U_1$: la tension moyenne du **port 1** (en V) ;
- $I_{\text{HQ}} = I_1$: le courant moyen fourni par le réseau au **port 1** (en A).

3.1.2 Batteries de la borne de recharge

3.1.2.1 Description du modèle

Plusieurs technologies de stockage d'énergie coexistent, chacune avec ses atouts propres. On distingue cinq grandes familles : électrochimique, thermique, électrique, chimique et mécanique [66]. Dans ce mémoire, nous retenons le stockage électrochimique à base de batteries de type lithium-ion en raison de sa maturité et de sa bonne densité d'énergie.

Pour réaliser une étude du fonctionnement de la borne, la batterie est modélisée à l'aide du circuit équivalent de la Figure 3.2 [67]. Celui-ci est composé d'une source de tension idéale E_{batt} en série avec sa résistance interne R_0 . Les grandeurs E_{batt} et R_0 dépendent de l'état de charge (*State-of-Charge*, SOC) et de la température T . Ce modèle est facile à paramétrer et simple à résoudre dans le domaine du temps, ce qui le rend adapté aux simulations et aux bilans énergétiques pour la borne de recharge.

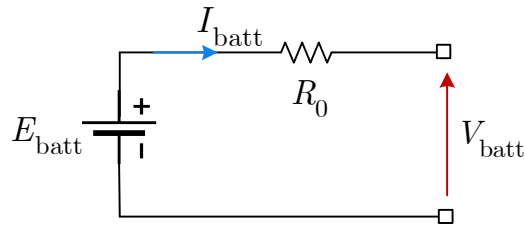


Figure 3.2. Circuit équivalent du modèle de batterie

La Figure 3.3 présente le schéma du circuit équivalent du modèle implanté dans le cadre du présent projet. Le modèle considéré est applicable pour un courant variable, tant en charge qu'en décharge, et intègre l'élévation de température de la cellule au cours du cycle. Toutefois, il ne tient pas compte du vieillissement de la batterie, ce qui implique que les phénomènes d'usure sont négligés. De même, l'effet Peukert [69] n'est pas pris en considération. Le modèle est implémenté sous la forme d'un script MATLAB®.

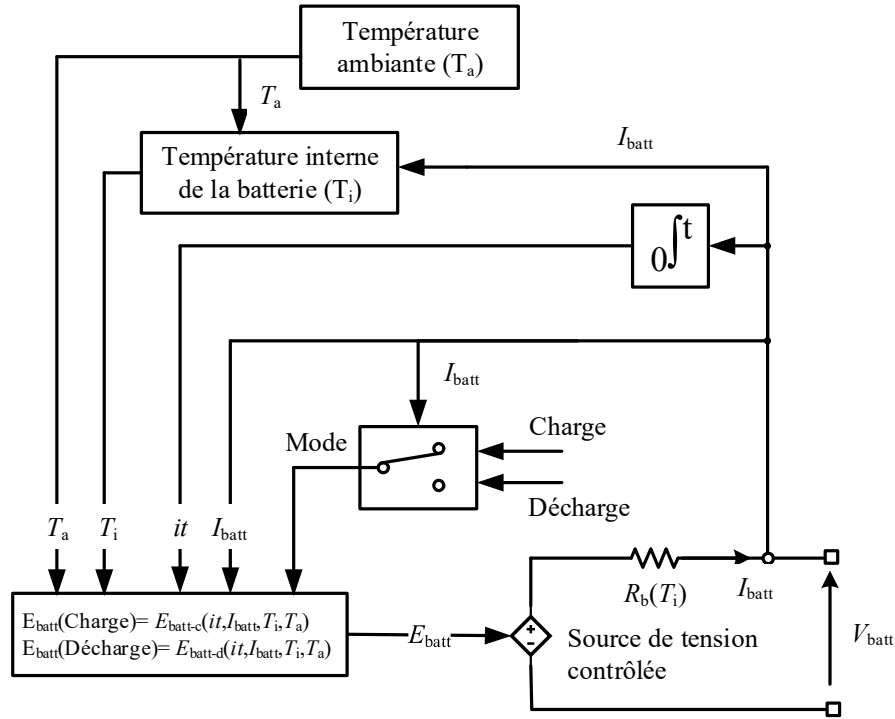


Figure 3.3. Schéma du circuit équivalent du modèle sélectionné (adapté de [68])

L'équation (3.2) permet d'obtenir la tension de sortie V_{batt} :

$$V_{batt} = E_{batt} - (R_b(T_i) \cdot I_{batt}) \quad (3.2)$$

Les équations (3.3) et (3.4) [70] déterminent la tension de la source de tension contrôlée E_{batt} , respectivement en charge E_{batt-c} et en décharge E_{batt-d} . Selon la convention retenue, un courant $I_{batt} > 0$, signifie que le courant entre dans la batterie : elle est en charge et l'on utilise l'équation (3.3). À l'inverse, si $I_{batt} < 0$, le courant sort de la batterie : elle est en décharge et l'on applique l'équation (3.4). Les paramètres d'entrées utilisés à la modélisation sont énumérés dans le Tableau 3.1.

$$E_{\text{batt-c}} = \left(E_0(T_i) - \left(K(T_i) \cdot \left(\frac{Q(T_a)}{Q(T_a) - it} \right) \cdot (it + I_{\text{batt}}) \right) + \dots \right. \\ \left. \dots + (\Delta E_{\text{EXP}} \cdot \exp(-C_{\text{fEXP}} \cdot it)) \right) \quad (3.3)$$

$$E_{\text{batt-d}} = E_0(T_i) - K(T_i) \left(\frac{Q(T_a)}{it + 0.1 \cdot Q(T_a)} \right) \cdot I_{\text{batt}} - \dots \\ \dots - K(T_i) \left(\frac{Q(T_a)}{Q(T_a) - it} \right) \cdot it + (\Delta E_{\text{EXP}} \cdot \exp(-C_{\text{fEXP}} \cdot it)) \quad (3.4)$$

Tableau 3.1

Paramètres d'entrées pour la modélisation de la batterie [68]

Noms	Symbole	Valeurs	Unités
Tension constante nominale	E_0	3.2	V
Tension de la batterie à pleine charge	E_{Plein}	3.748	V
Tension de la batterie en fin de région exponentielle	E_{EXP}	3.478	V
Tension de la batterie en fin de région nominale	E_{Nom}	3.3	V
Capacité nominale de la batterie	Q	2.3	Ah
Capacité de la batterie en fin de région exponentielle	Q_{EXP}	0.113	Ah
Capacité de la batterie en fin de région nominale	Q_{Nom}	2.25	Ah
Coefficient de température de la tension réversible	$\frac{\partial E}{\partial T_i}$	1.19E-05	V/K
Résistance thermique	R_{th}	0.6	°C/W
Taux constant d'Arrhenius pour la résistance de polarisation	α_{rp}	1902	
Coefficient de température à capacité maximale	$\Delta Q / \Delta T_i$	0.00368	Ah/K
Taux constant d'Arrhenius pour la résistance interne	β_{ri}	9058	-

Les paramètres initiaux : $E_0(T_i)$, $K(T_i)$, $Q(T_a)$, ΔE_{EXP} , C_{fEXP} et $R_b(T_i)$ représentent respectivement la tension constante nominale à la température interne de la batterie, la tension de polarisation, la capacité nominale de la batterie à la température ambiante, la chute de tension, la capacité en fin de région exponentielle et la résistance interne. Ces grandeurs sont obtenues en suivant la méthodologie décrite dans les travaux de [70]. L'équation (3.5) [71] donne (it) depuis le SOC, tandis que l'équation (3.6) [71] calcule le SOC à partir de (it).

$$it = Q(T_a) \cdot \left(1 - \left(\frac{\text{SOC}}{100} \right) \right) \quad (3.5)$$

$$\text{SOC} = 100 \cdot \left(1 - \frac{it}{Q} \right) \quad (3.6)$$

où SOC est l'état de charge de la batterie (%). Pour calculer les paramètres à la température de référence T_{ref} , la procédure est la suivante : on calcule d'abord le taux de décharge nominal C_r avec l'équation (3.7), on détermine ensuite la résistance interne R_b à partir de (3.8) [70] puis la tension de polarisation K est évaluée avec (3.9) [70]. La tension constante de la batterie E_0 est finalement obtenue avec (3.10) [70] :

$$C_r(t) = \frac{I_{\text{batt}}}{Q} \quad (3.7)$$

$$R_b = E_0 \cdot \frac{1 - \eta_{\text{batt}}}{C_r \cdot Q} \quad (3.8)$$

$$K = \frac{E_{\text{Plein}} - E_{\text{Nom}} + \Delta E_{\text{EXP}} \cdot (\exp(-C_{\text{fEXP}} \cdot Q_{\text{Nom}}) - 1) \cdot (Q - Q_{\text{Nom}})}{Q_{\text{Nom}}} \quad (3.9)$$

$$E_0 = E_{\text{Plein}} + K + (R_b \cdot I_{\text{batt}}) - \Delta E_{\text{EXP}} \quad (3.10)$$

où η_{batt} représente l'efficacité de la batterie. L'équation (3.11) [68] permet de calculer la chute de tension ΔE_{EXP} et la capacité en fin de région exponentielle C_{fEXP} est ensuite estimée à l'aide de l'équation (3.12) :

$$\Delta E_{\text{EXP}} = E_{\text{Plein}} - E_{\text{EXP}} \quad (3.11)$$

$$C_{\text{fEXP}} = \frac{3}{Q_{\text{EXP}}} \quad (3.12)$$

Pour tenir compte de l'effet de la température, les paramètres du modèle sont ajustés à partir de la température interne de la batterie T_i , obtenue au moyen du modèle thermique du premier ordre donné par l'équation (3.13), où s est la variable de Laplace [68].

$$T_i = \mathcal{L}^{-1} \left(\frac{P_{\text{Pertes}} \cdot R_{\text{th}} \cdot T_a}{1 + s \cdot t_c} \right) \quad (3.13)$$

Les grandeurs sont :

- R_{th} : la résistance thermique (cellule-ambiant, en °C/W),
- T_a : la température ambiante (K),
- t_c : la constante de temps thermique (s),
- P_{Pertes} : la puissance thermique dissipée (W) en charge comme en décharge évaluée avec l'équation (3.14).

$$P_{\text{Pertes}} = (E_0(T_i) - V_{\text{batt}}(T_i)) \cdot I_{\text{batt}} + \frac{\partial E}{\partial T_i} \cdot I_{\text{batt}} \cdot T_i \quad (3.14)$$

où $\partial E / \partial T_i$ est le coefficient de température de la tension réversible (V/K). Une fois la température interne T_i déterminée par (3.13), les paramètres initiaux peuvent être recalculés : $E_0(T_i)$ avec (3.15), $K(T_i)$ avec (3.16), $Q(T_a)$ avec (3.17) et $R_b(T_i)$ avec (3.18).

$$E_0(T_i) = E_{0|T_{\text{ref}}} + \frac{\partial E}{\partial T_i} \cdot (T_i - T_{\text{ref}}) \quad (3.15)$$

$$K(T_i) = K_{|T_{\text{ref}}} \cdot \exp\left(\alpha_{\text{rp}} \left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_{\text{ref}}}\right)\right) \quad (3.16)$$

$$Q(T_a) = Q_{|T_a} + \frac{\Delta Q}{\Delta T_i} \cdot (T_i - T_{\text{ref}}) \quad (3.17)$$

$$R_b(T_i) = R_{b|T_{\text{ref}}} \cdot \exp\left(\beta_{\text{ri}} \left(\frac{1}{T_i} - \frac{1}{T_{\text{ref}}}\right)\right) \quad (3.18)$$

où :

- α_{rp} : est le taux constant d'Arrhenius pour la résistance de polarisation,
- $\frac{\Delta Q}{\Delta T_i}$: est le coefficient de température à capacité maximale (Ah/K),
- β_{ri} : est le taux constant d'Arrhenius pour la résistance interne.

Dans la pratique, pour atteindre les niveaux de puissance requis, les cellules (ou modules) sont associées en série afin d'augmenter la tension du pack et en parallèle afin d'accroître la capacité et le courant admissible, ce qui augmente la puissance délivrée.

$$E_0^{\text{tot}} = N_s \cdot E_0 \quad (3.19)$$

$$E_{\text{Plein}}^{\text{tot}} = N_s \cdot E_{\text{Plein}} \quad (3.20)$$

$$E_{\text{EXP}}^{\text{tot}} = N_s \cdot E_{\text{EXP}} \quad (3.21)$$

$$E_{\text{Nom}}^{\text{tot}} = N_s \cdot E_{\text{Nom}} \quad (3.22)$$

$$Q^{\text{tot}} = N_p \cdot Q \quad (3.23)$$

$$Q_{\text{EXP}}^{\text{tot}} = N_p \cdot Q_{\text{EXP}} \quad (3.24)$$

$$Q_{\text{Nom}}^{\text{tot}} = N_p \cdot Q_{\text{Nom}} \quad (3.25)$$

Où N_s et N_p sont respectivement le nombre de cellules en série et le nombre de cellules en parallèle. La Figure 3.4 présente l'algorithme mis en œuvre pour le modèle de batterie Li-ion. Elle synthétise le déroulement de calcul à chaque pas de calcul Δt avec un temps de simulation noté t_{sim} . Le signe du courant I_{batt} oriente ensuite le traitement vers le mode charge $E_{\text{batt-c}}$ ou décharge $E_{\text{batt-d}}$ et l'enchaînement des opérations menant aux grandeurs de sortie : V_{batt} , I_{batt} , SOC et it .

La puissance instantanée fournie et absorbée par la batterie est calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$P_{\text{batt}}(t) = P_2(t) = I_{\text{batt}}(t) \cdot V_{\text{batt}}(t) \quad (3.26)$$

où :

- $I_{\text{batt}} = I_2$: le courant moyen de charge et décharge des batteries au **port 2** (en A),
- $V_{\text{batt}} = U_2$: est la tension moyenne des batteries au **port 2** (en V).

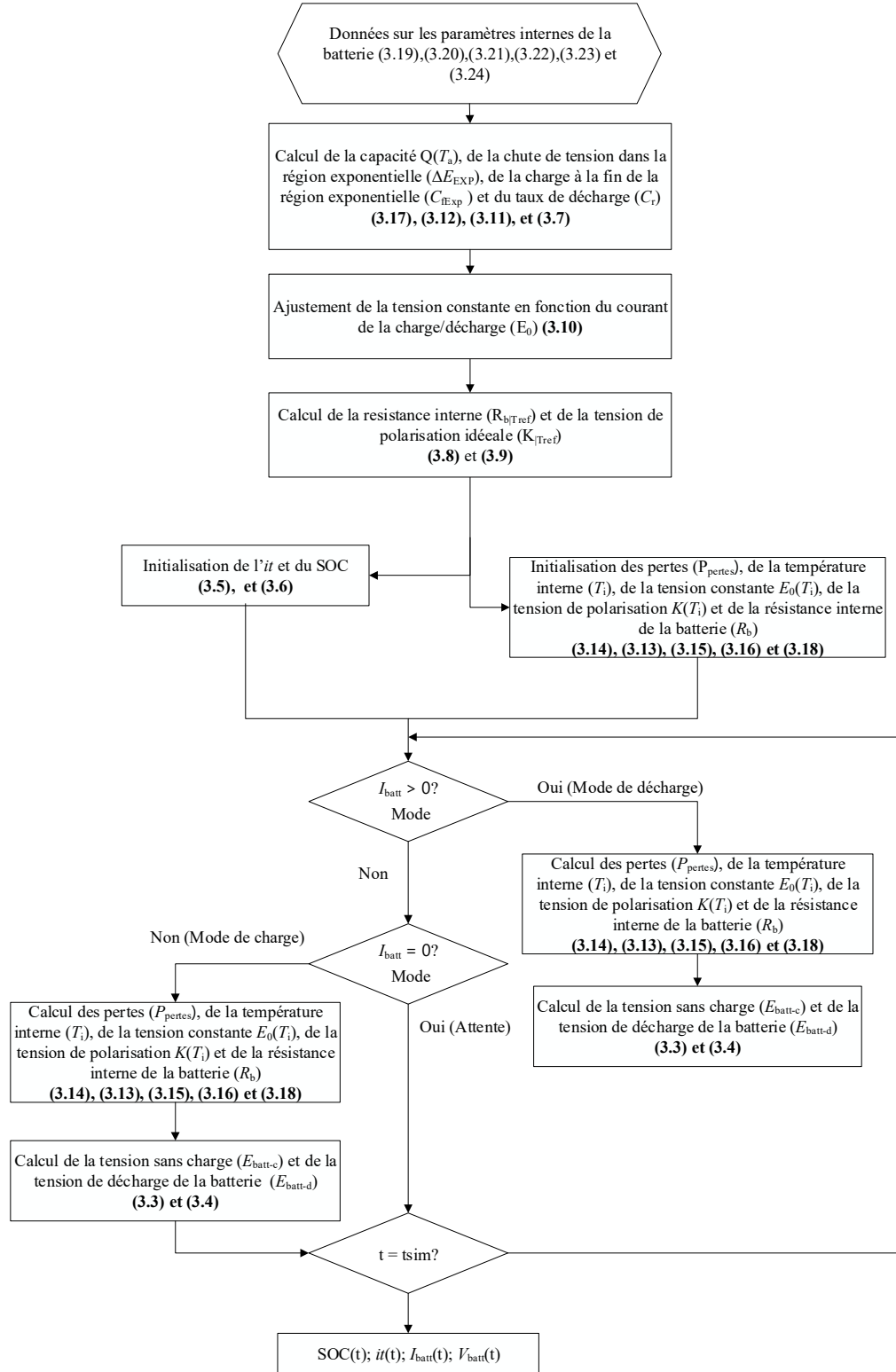


Figure 3.4. Algorithme du modèle de batterie Li-ion implémenté dans MATLAB®

3.1.2.2 Paramètres des batteries

Les batteries choisies et intégrées à la borne de recharge sont de modèle BBGC2 du manufacturier *Battle Born*. Ces batteries sont de type lithium fer phosphate (LiFePO_4). Le système de stockage est composé de quatre (4) batteries en série ayant une tension nominale de 12 V chacune. Chaque batterie possède un courant maximal de décharge de 100 A et un courant de charge maximal de 50 A. La puissance disponible en décharge est donc de 1.2 kW et de 0.6 kW en charge, par batterie. Le système de stockage par batteries constitué de quatre (4) batteries en série possède ainsi une puissance nominale 4.8 kW en décharge et de 2.4 kW en charge. Les spécifications techniques sont résumées dans le Tableau 3.2 et la fiche technique de la batterie est fournie à l'ANNEXE I.

Tableau 3.2

Spécifications du système de stockage par batteries proposé

Paramètre	Valeur
Puissance nominale (P_2)	4.8 kW (en décharge) 2.4 kW (en charge)
Tension nominale en série (V_{batt})	48 V
Capacité nominale (Q)	100 Ah
Courant maximum en décharge (I_{dmax})	100 A
Courant maximum en charge (I_{cmax})	50 A
Nombres de batteries en série (N_s)	15
Nombres de batteries en parallèle (N_p)	43

3.1.3 Les panneaux photovoltaïques

3.1.3.1 Description du modèle

Le modèle présenté à la Figure 3.5 permet de modéliser un panneau photovoltaïque à partir des données de la fiche technique du fabricant, résumées au

Tableau 3.3 de la section 3.1.3.2. Il permet aussi de modéliser un panneau photovoltaïque pour une irradiance G variable et une température ambiante T variable selon les scénarios décrit à la section 1.3. Ce modèle est basé sur [72]. La fiche complète du panneau photovoltaïque sélectionné est fournie à l'ANNEXE I. Les paramètres sont obtenus dans les conditions standard de test (STC, *Standard Test Conditions*), à une température de référence T_{ref} de 25 °C et à une valeur de référence d'irradiation G_{ref} de 1000 W/m².

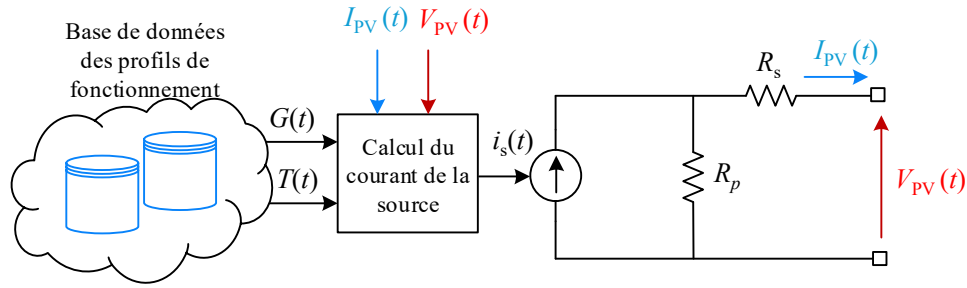


Figure 3.5. Modèle équivalent d'un panneau photovoltaïque (adapté de [72])

Le courant de la source $i_s(t)$ est calculé comme suit :

$$i_s(t) = I_{\text{ph}}(t) - I_{\text{D}}(t) \quad (3.27)$$

où :

- I_{ph} : est le photo-courant,
- I_{D} : est le courant de la diode.

Le photo-courant $I_{\text{ph}}(t)$ et le courant de la diode sont calculés à l'aide des équations suivantes :

$$I_{\text{ph}}(t) = \frac{G(t)}{G_{\text{ref}}} \left[I_{\text{ph0}} + K_{\text{iT}} (T_{\text{PV}}(t) - T_{\text{ref}}) \right] \quad (3.28)$$

$$I_{\text{D}}(t) = I_0 \cdot \exp \left(\frac{V_{\text{PV}}(t) + I_{\text{PV}}(t) \cdot R_s}{a_d \cdot n_s \cdot V_{\text{th}}} \right) \quad (3.29)$$

où I_0 est la courant de saturation inverse de la diode, V_{th} est la tension de seuil et T_{PV} est la température du panneau. Ces paramètres sont dépendants du temps et calculés avec les équations (3.30), (3.31) et (3.32) :

$$I_0 = \frac{I_{sc} + K_i(T_{PV}(t) - T_{ref})}{\exp\left(\frac{V_{oc} + K_V(T_{PV}(t) - T_{ref})}{a_d \cdot n_s \cdot V_{th}}\right) - 1} \quad (3.30)$$

$$V_{th}(t) = \frac{k \cdot (T_{PV}(t) + 273.15)}{q} \quad (3.31)$$

$$T_{PV}(t) = T(t) + \left[\frac{(NOCT - 20)}{800} \right] \cdot G(t) \quad (3.32)$$

où :

- $k = 1.380649 \cdot 10^{-23} \left(m^2 \cdot kg \cdot K^{-1} \cdot s^{-2} \right)$ (Constante de Boltzmann)
- $q = 1.60217663 \cdot 10^{-19} (C)$ (Charge d'un électron)
- a_d : facteur d'idéalité de la diode ;
- n_s : Nombre de cellules par module (en série),
- NOCT désigne la *température nominale de fonctionnement de la cellule photovoltaïque*. Dans ce travail, on fixe $NOCT = 47.2 \text{ } ^\circ C$ [73] et $T = T_{ref}$

Les paramètres I_{ph0} , R_s et R_p désignent respectivement le photo-courant, la résistance série et la résistance parallèle. Ils ne figurent pas dans la fiche technique du fabricant et sont identifiés, sous conditions de test standard (STC), à partir des données de la courbe $I-V$ en appliquant la méthode d'estimation décrite dans l'article [72]. Afin de ne pas alourdir le texte, cette procédure n'est pas détaillée ici. Les valeurs calculées avec cette procédure sont ensuite intégrées au modèle, avec I_{ph} calculé selon (3.28) et I_D selon (3.29). Dans la pratique, afin d'atteindre les niveaux de puissance requis, les modules sont assemblés en série pour élever la tension de sortie et en parallèle pour accroître le courant, ce qui augmente la puissance délivrée. Le panneau PV est obtenu à partir du modèle de module PV par un changement d'échelle des grandeurs : les paramètres constants R_s et R_p sont ajustés conformément à

(3.33), le paramètre I_0 selon (3.34), et les variables électriques temporelles I_{ph} et I_D selon (3.35) et (3.36), respectivement. Cette procédure garantit la cohérence entre le comportement élémentaire du module et la réponse agrégée de panneau PV.

$$R_s^{\text{tot}} = \frac{N_s}{N_p} R_s; R_p^{\text{tot}} = \frac{N_s}{N_p} R_p \quad (3.33)$$

$$I_0^{\text{tot}}(t) = N_p \cdot I_0(t) \quad (3.34)$$

$$I_{ph}^{\text{tot}}(t) = N_p \cdot I_{ph}(t) \quad (3.35)$$

$$I_D^{\text{tot}}(t) = I_0^{\text{tot}}(t) \cdot \left[\exp \left(\frac{V_{PV}(t) + I_{PV}(t) \cdot R_s}{a_d \cdot n_s \cdot V_{th}} \right) - 1 \right] \quad (3.36)$$

L'exposant « tot » renvoie aux facteurs au niveau du panneau PV, N_s et N_p désignent le nombre de modules connectés respectivement en série et en parallèle. Le modèle équivalent (Figure 3.5) est ensuite utilisé afin de calculer le courant de sortie noté I_{PV} et la tension de sortie V_{PV} . En appliquant la loi des nœuds, on obtient :

$$I_{PV}(t) = I_{ph}^{\text{tot}}(t) - I_D^{\text{tot}}(t) - \frac{V_{PV}(t) + R_s^{\text{tot}} \cdot I_{PV}(t)}{R_p^{\text{tot}}} \quad (3.37)$$

La puissance instantanée $P_{PV}(t) = P_3(t)$, est calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$P_{PV}(t) = V_{PV}(t) \cdot I_{PV}(t) \quad (3.38)$$

où :

- $I_{PV} = I_3$: courant moyen délivré par le système de panneaux photovoltaïques au **port 3** (en A),

- $V_{PV} = U_3$: tension moyenne aux bornes du système de panneaux photovoltaïques au **port 3** (en V).

La puissance de sortie maximale du module photovoltaïque est définie comme la valeur maximale de $P_{PV}(t)$, correspondant au point de fonctionnement où le courant et la tension atteignent respectivement leurs valeurs de courant à la puissance maximale I_{MP} et de tension à la puissance maximale V_{MP} .

3.1.3.2 Paramètres du panneau photovoltaïque

Deux (2) panneaux PV de type *Canadian Solar* CS3L-325P (monocristallins) sont utilisés, montés en parallèle, pour une puissance nominale totale de 650 W. Ces modules fonctionnent sur une large plage de température de $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$, ce qui le rend adapté à des conditions climatiques variées, comme celles rencontrées au Québec.

Tableau 3.3
Spécifications du panneau photovoltaïque

Paramètre	Valeur
Puissance maximal (P_{MPP})	0.325 kW
Tension à puissance maximale (V_{MP})	32 V
Courant à puissance maximale (I_{MP})	10.16 A
Tension à circuit ouvert (V_{oc})	39.0 V
Courant de court-circuit (I_{sc})	10.74 A
Coefficient de température du courant de court-circuit (K_I)	0.026
Coefficient de température de la tension en circuit ouvert (K_V)	-0.258
Facteur d'idéalité de la diode (a_d)	1.49444
Nombre de cellules par module n_s (en série)	60

3.1.4 L'onduleur

L'onduleur retenu pour cette application est le Mean Well RST-7K5-HV (série HDL3000 HV). Il a été choisi pour sa conformité aux exigences d'Hydro-Québec, puisqu'il respecte les normes UL 62368-1 et CAN/CSA C22.2 no 62368-1-14. Il délivre une puissance nominale de 7.5 kW, admet une tension maximale de 400 V et supporte un courant d'entrée de 22.5 A. Sa sortie en courant alternatif de 230 V à onde sinusoïdale pure assure une compatibilité optimale avec les appareils électriques standards. Deux onduleurs identiques sont utilisés dans l'architecture : l'un rattaché au réseau électrique (**port 1**) et l'autre au bateau (**port 4**). Le Tableau 3.4 présente une synthèse des paramètres et spécifications de l'onduleur, telle que spécifiée dans les fiches techniques des équipements (ANNEXE I).

Tableau 3.4
Paramètres et spécifications de l'onduleur

Paramètres	Valeurs
Puissance nominale (P_1 et P_4)	7.5 kW
Température d'opération	[-30, +70 °C]
Tension maximale DC (U_1 et U_4)	400 V
Tension minimale	115 V
Tension maximale	400 A
Courant d'entrée maximal	22.5 A
Tension de sortie AC	230 V

La puissance instantanée absorbée par le bateau de pêche (port 4) est calculée à l'aide de l'équation suivante :

$$P_{\text{Bat}}(t) = V_{\text{Bat}}(t) \cdot I_{\text{Bat}}(t) \quad (3.39)$$

où :

- $I_{\text{Bat}} = I_4$: le courant moyen de recharge du bateau au **port 4** (en A),
- $V_{\text{Bat}} = U_4$: est la tension moyenne de recharge du bateau au **port 4** (en V).

3.2 GESTION DE LA PUISSANCE DANS LA BORNE DE RECHARGE

3.2.1 Description de la méthode

Le processus de gestion de la puissance de la borne de recharge pour bateau de pêche est évalué sur une journée type de fonctionnement. Pendant la saison de pêche, ***lorsque les bateaux sont en mer***, les batteries de la borne de recharge (**port 2**) se rechargent à partir du réseau électrique (**port 1**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**), en présence d'ensoleillement. Ce fonctionnement correspond au scénario 1 décrit à la section 1.3.1. La puissance du réseau électrique (**port 1**) est positive ($P_{\text{HQ}} > 0$), ce qui signifie qu'il agit comme un ***générateur net*** de puissance. Puisque les panneaux photovoltaïques (**port 3**) ne peuvent jamais recevoir de puissance en provenance des autres ports, on pose aussi l'hypothèse que $P_{\text{PV}} > 0$, confirmant son rôle de ***générateur net***. Enfin, les batteries de la borne (**port 2**) absorbent uniquement de la puissance dans ce scénario, d'où $P_{\text{batt}} < 0$, ce qui le désigne comme ***récepteur net*** de puissance. Ces hypothèses permettent de formuler les relations suivantes :

$$P_{\text{batt}} = -(P_{\text{HQ}} + P_{\text{PV}}) \quad (3.40)$$

$$I_{\text{batt}} = \frac{P_{\text{batt}}}{V_{\text{batt}}} \quad (3.41)$$

Lorsque les ***bateaux sont à quai***, ils se rechargent en utilisant la puissance fournie à la fois par le réseau électrique (**port 1**), les batteries de la borne de recharge (**port 2**) et les panneaux photovoltaïques (**port 3**). Ce cas correspond au scénario 2 décrit à la section 1.3.2. Les ports 1 à 3 sont ainsi considérés comme des ***générateurs nets*** de puissance ($P_{\text{HQ}} > 0$, $P_{\text{PV}} > 0$, et $P_{\text{batt}} > 0$), tandis que le bateau (**port 4**) agit comme un ***récepteur net*** de puissance ($P_{\text{Bat}} < 0$). Ces hypothèses permettent de formuler les relations suivantes :

$$P_{\text{Bat}} = - (P_{\text{PV}} + P_{\text{HQ}} + P_{\text{batt}}) \quad (3.42)$$

$$I_{\text{Bat}} = \frac{P_{\text{Bat}}}{V_{\text{Bat}}} \quad (3.43)$$

La Figure 3.6 illustre l'algorithme de gestion de la puissance de la borne de recharge. Le processus commence par une phase d'initialisation des paramètres de référence (Tableau 3.2, 3.3 et 3.4). Une étape décisionnelle permet ensuite de vérifier si un bateau de pêche est connecté à la borne :

- **Si aucun bateau n'est connecté (scénario 1)**, l'algorithme calcule la puissance du réseau d'Hydro-Québec à partir de l'équation (3.1) et celle des panneaux photovoltaïque à partir de l'équation (3.38). La puissance totale et le courant total sont alors déterminés à partir des équations (3.40) et (3.41).
- **Si un bateau est connecté (scénario 2)**, l'algorithme évalue la puissance du réseau à partir de l'équation (3.1), la puissance des batteries de la borne à partir de l'équation (3.26) et la puissance des panneaux photovoltaïques à partir de l'équation (3.38). La puissance totale et le courant total sont ensuite calculés en appliquant les équations (3.42) et (3.43).

Dans les deux cas, l'état de charge (SOC) de la batterie de la borne est mis à jour selon la relation (3.6). En sortie, l'algorithme fournit l'ensemble des grandeurs électriques de courants, de tensions, de puissances ainsi que le SOC.

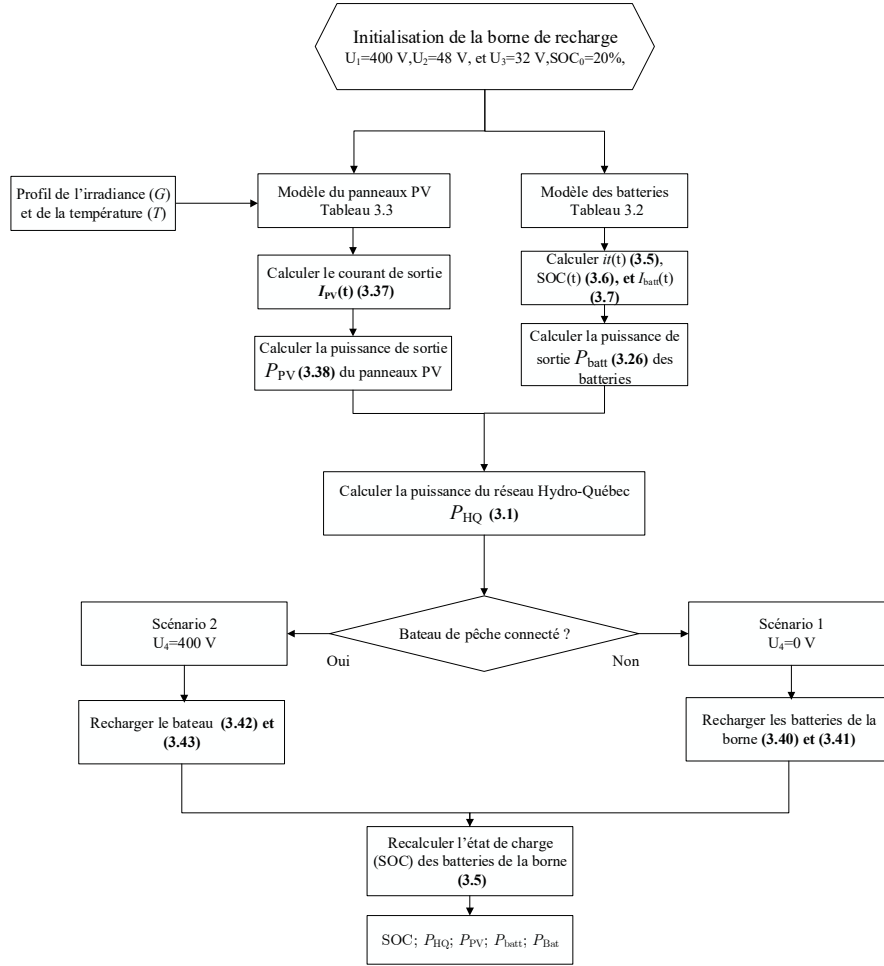


Figure 3.6. Algorithme de gestion de la puissance de la borne de recharge

3.2.2 Présentation des résultats

La Figure 3.7 montre l'évolution temporelle des tensions imposées aux bornes des quatre ports du convertisseur multi-source. Le réseau Hydro-Québec (port 1) alimente le bus via un étage régulé maintenant une tension $U_1 = 400$ V (Figure 3.7(a)). Les batteries de la borne (**port 2**) sont raccordées au convertisseur 3p-MAB asservi à $U_2 = 48$ V (Figure 3.7(b)), conformément aux spécifications de la section 3.1.3. Le module photovoltaïque (**port 3**) est assumé être opéré à son point de puissance maximale (MPP), ce qui conduit à une tension $U_3 = 32$ V (Figure 3.7 (c)). Enfin, le **port 4**, dédié aux batteries embarquées du

bateau, est aussi régulé à $U_4 = 400$ V pendant les phases de recharge (entre 21 h et 6 h) et désactivé en phase de pêche (Figure 3.7 (d)).

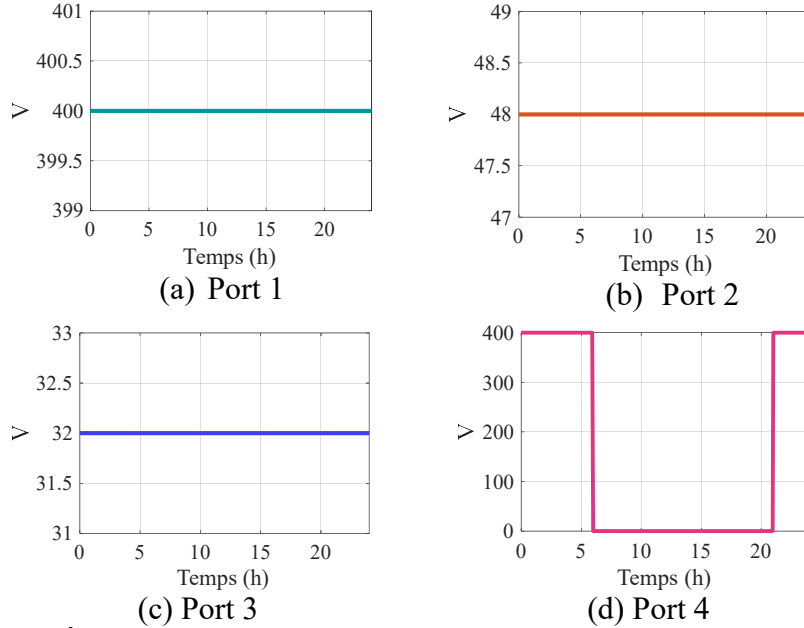


Figure 3.7. Évolution journalière des tensions de la borne de recharge multi-source

La Figure 3.8 présente les profils journaliers des courants dans la borne de recharge multi-source, en cohérence avec les scénarios (scénario 1 et scénario 2) de fonctionnement décrit à la section 1.3 du CHAPITRE 1. On observe que le réseau Hydro-Québec (**port 1**) délivre un courant positif (Figure 3.8(a)), en début et en fin de journée, tandis que la faible valeur observée en milieu de journée reflète la contribution accrue des panneaux photovoltaïques (**port 3**) et des batteries de la borne (**port 2**). Les batteries de la borne (**port 2**) (Figure 3.8(b)), présente un courant négatif pendant la recharge nocturne et matinale, indiquant leur rôle de récepteur net (scénario 1), avant d’agir comme source secondaire en soutien au réseau durant la période de recharge. Les panneaux photovoltaïques (**port 3**) fournissent un courant positif (Figure 3.8(c)), uniquement pendant les heures d’ensoleillement, avec un maximum vers midi, ce qui confirme son rôle de générateur net de puissance limité à la période diurne. Enfin, les batteries embarquées du bateau (**port 4**), affiche un courant positif (Figure 3.8(d)) uniquement pendant les phases de recharge, ce qui confirme son statut de récepteur net (scénario 2). Ainsi, la répartition des

courants illustre fidèlement les échanges énergétiques attendus : le réseau et les panneaux photovoltaïques agissent comme générateurs net, les batteries de la borne jouent un rôle hybride selon l’instant, et les batteries du bateau se comportent comme une charge principale.

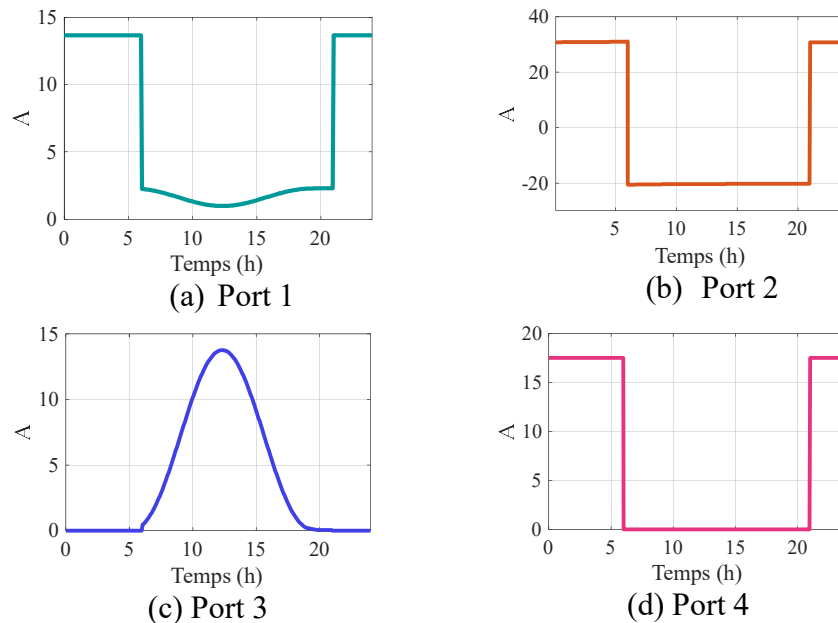


Figure 3.8. Profil journalier des courants dans la borne de recharge multi-source

La Figure 3.9 illustre le profil journalier des puissances échangées entre les quatre (4) ports de la borne multi-source. On distingue clairement les deux (2) scénarios étudiés :

- **Scénario 1 (6h – 21h, bateau en mer) :** la puissance circule depuis le réseau électrique (**port 1**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**) vers les batteries de la borne (**port 2**). Le port 1 agit comme générateur net, le port 3 injecte également sa production solaire, tandis que le port 2 absorbe la puissance afin de se recharger. Durant cette période, le bateau (**port 4**) reste inactif.
- **Scénario 2 (21h – 6h, bateau à quai) :** la demande énergétique du bateau (**port 4**) entraîne une contribution simultanée du réseau (**port 1**), des batteries de la borne (**port 2**) et des panneaux photovoltaïques (**port 3**). Le port 4 se comporte alors comme récepteur net de puissance, tandis que les ports 1 à 3 assurent l’alimentation.

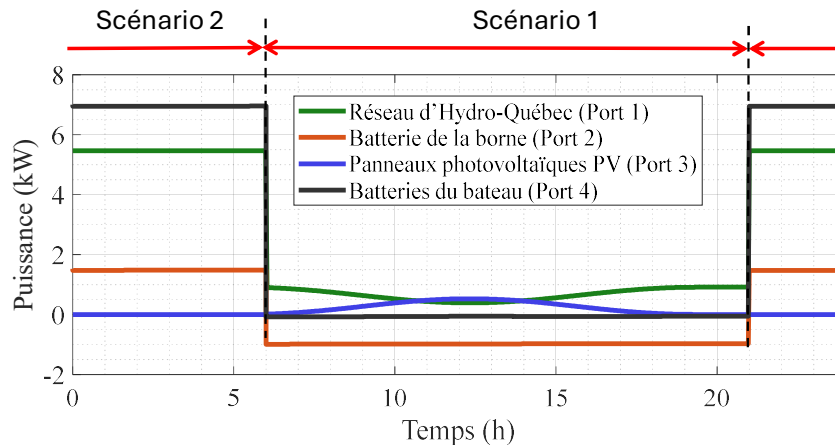


Figure 3.9. Profil journalier des puissances échangées dans la borne de recharge

La Figure 3.10 montre bien l'évolution du SOC de la batterie de la borne en fonction des scénarios journaliers. On distingue clairement les deux (2) scénarios étudiés :

- Entre **0 h et 6 h**, le SOC diminue fortement, passant de 60 % à environ 20 %. Cela correspond à la période où le bateau (**port 4**) est connecté (**Scénario 2**).
- De **6 h à 21 h**, le SOC augmente progressivement pour atteindre près de 80 %. C'est la période où le bateau n'est pas connecté (**Scénario 1**). Le réseau électrique (**port 1**), et les panneaux photovoltaïques (**port 3**) fournissent de la puissance, ce qui permet à la batterie de la borne (**port 2**) de se recharger progressivement.

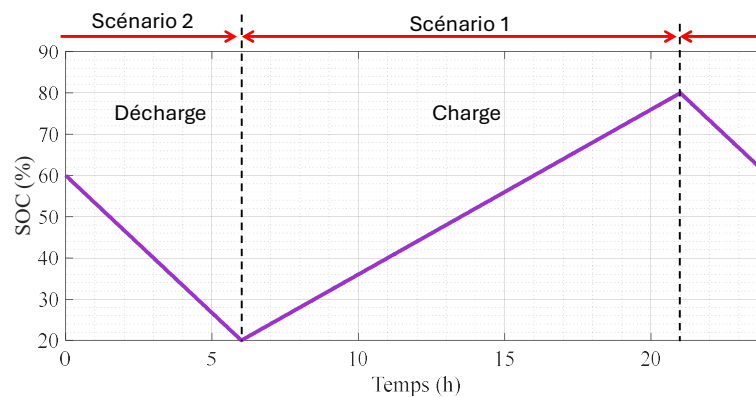


Figure 3.10. Profil journalier de l'état de charge (SOC) de la batterie de la borne

CONCLUSION GÉNÉRALE

Pour contribuer à la décarbonation de l'industrie de la pêche québécoise, ce mémoire propose un concept de borne de recharge multi-source capable (1) de lisser les pointes de puissance, (2) de valoriser l'énergie solaire, et (3) de limiter l'impact sur le réseau, tout en restant réaliste pour les infrastructures portuaires actuelles. Les objectifs de ce mémoire étaient de : (1) proposer une architecture centrée sur un convertisseur 3p-MAB à quatre ports, (2) développer et valider un modèle analytique en régime permanent avec une formulation basée sur l'approche de modélisation linéaire par morceau et solutionné sous la forme symbolique avec MATLAB®, et (3) évaluer les contraintes sur le convertisseur 3p-MAB à travers une étude de cas représentative des activités de pêche au homard au Québec.

Le modèle analytique développé permet de calculer de façon systématique les courants initiaux, crêtes, efficaces et moyens et les frontières de commutation douce de type ZVS pour chaque port, avec une concordance vérifiée avec un modèle détaillé dans le domaine du temps dans le logiciel EMTP®. L'étude de cas met en évidence la flexibilité opérationnelle de la borne proposée, soit la priorité à l'énergie solaire, le rôle tampon de la batterie de la borne pour lisser la demande au réseau et la balance du bilan de puissance par le réseau selon l'horaire et la présence ou non d'un bateau à recharger. Ce mémoire apporte deux contributions principales : (1) il fournit un outil analytique pour l'analyse et la synthèse du 3p-MAB (dimensionnement, vérification des contraintes, réglage des consignes) et (2) il propose un concept de borne de recharge aligné avec les contraintes des pêcheurs, des ports et du distributeur.

Comme perspectives, nous proposons aussi de développer, d'intégrer et de valider un modèle dit de première harmonique (FHA, First Harmonic Approximation). Ce modèle, plus facile à solutionner que le modèle analytique actuel, permettrait d'accélérer et d'alléger le fardeau de calcul pour le dimensionnement des composants (inductance de fuite, transistors), l'estimation des puissances et le calcul du courant efficace, de même que l'estimation des frontières de commutation de type ZVS. Des développements préliminaires sur ce modèle sont déjà présentés à l'ANNEXE II, fournissant une base d'extension à ce mémoire.

De plus, un travail futur consistera à relier les modèles développés au CHAPITRE 2 et au CHAPITRE 3 afin d'assurer une continuité entre la modélisation analytique, les simulations et l'étude de cas appliquée, renforçant ainsi la cohérence et la portée des résultats.

ANNEXE I : PARAMÈTRES DE LA BORNE DE RECHARGE

FICHE TECHNIQUE DE LA BATTERIE

BBGC2 Technical Specifications

Electrical Specifications

Voltage	12V
Capacity	100Ah
Operating Temperature	-4°F to 135°F (-20°C to 57.2°C)
Efficiency	99%
Self Discharge	2-3% per Month
Maximum Series Voltage	48V
Cycle	3K-5K
Built-in BMS	Internal
Resistance	12 mΩ
Usable Depth of Discharge	100%

Discharging Specifications

Max Discharge Current	100A
Peak Discharge Current	200A for 30 Seconds
Surge for Loads Over 500A	.5 Seconds
Recommended Low Voltage Disconnect	10.5V
BMS Discharge Voltage Cut-Off	10V
Reconnect Voltage	10V
Short Circuit Protection	Yes

Recognized Specifications

Battery Cell Certifications	UL 1642
	UN38.3 UL/CSA-62133-2
Battery Pack Certifications	IP65 - ANSI/IEC 60529-2020, CSA 60529:16 (r2021) Class I, Division 2, Group A, B, C & D CE
Shipping Class	UN3480, Class 9

Temperature Specifications

Discharge Temperature	-4°F to 135°F (-20°C to 57.2°C)
Charge Temperature	25°F to 135°F
Storage Temperature	-10°F to 140°F (-23°C to 60°C)
BMS High Temperature Cut-Off	>135°F
BMS Reconnect Temperature	<135°F

*Note: The storage temperature range is -10°F to 140°F (-23°C to 60°C). We recommend bringing the batteries to a 100% charge and then disconnecting them completely for storage. After six months in storage, your batteries will remain 75 to 80% charged.

Storing batteries in subzero weather (-15°F or more) has the potential to crack the ABS plastic and more importantly could cause a faster loss of capacity, in some cases drastically more than the typical 2 to 4% per month loss.

Charging Specifications

Recommended Charge Current	.5C
Max Charge Current	50A
Absorption Voltage	14.2V to 14.6V
Float Voltage	13.4V to 13.8V
Equalization Voltage (if applicable)	14.4V
Absorption Time	30 Minutes per 100Ah Battery Bank
BMS Charge Current Cut-Off	.5C Recommended
Recharge/Rebulk Voltage	13.3V
BMS Cell Balancing Voltage Range	14.2V to 14.6V
High BMS Voltage Protection	14.7VDC
Temperature Compensation	No/Disable

Mechanical Specifications

Dimensions	10.31"L X 7.28"W X 11.02"H
Weight	31 lbs.
Terminal Type	.25" Brass
Terminal Hole	3/8" Hole and 3/8" or 5/16" Hardware is Suggested
Terminal Torque	9 to 11 Ft.-lb.
Case Material	ABS Fire Rated
Cell Type	Cylindrical
Cell Chemistry	LiFePO4 (Lithium Iron-Phosphate)
Sealed and Water Resistant Case	Non-Submersible

Integrated Heating Specifications (Model BBGC2H Only)

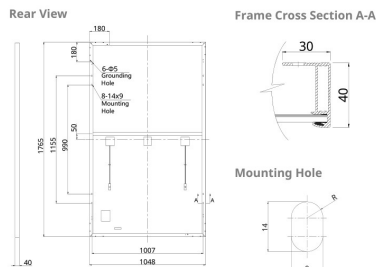
Heat	Integrated Heating Technology
Heat Enable Terminal	Female M4 Thread
Continuous Power Draw (When Enabled)	28W

BATTLE BORN®

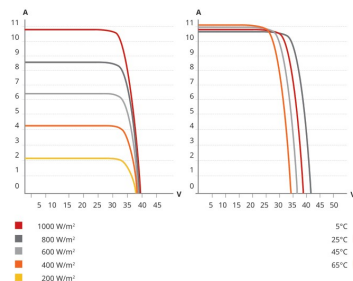
BattleBornBatteries.com

FICHE TECHNIQUE DU PANNEAU SOLAIRE

ENGINEERING DRAWING (mm)



CS3L-330P / I-V CURVES



ELECTRICAL DATA | STC*

CS3L	325P	330P	335P	340P	345P	350P
Nominal Max. Power (Pmax)	325 W	330 W	335 W	340 W	345 W	350 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	32.0 V	32.2 V	32.4 V	32.6 V	32.8 V	33.0 V
Opt. Operating Current (Imp)	10.16 A	10.24 A	10.34 A	10.43 A	10.52 A	10.61 A
Open Circuit Voltage (Voc)	39.0 V	39.2 V	39.4 V	39.6 V	39.8 V	40.2 V
Short Circuit Current (Isc)	10.74 A	10.82 A	10.90 A	10.98 A	11.06 A	11.24 A
Module Efficiency	17.6%	17.8%	18.1%	18.4%	18.7%	18.9%
Operating Temperature	-40°C ~ +85°C					
Max. System Voltage	1500V (IEC/UL) or 1000V (IEC/UL)					
Module Fire Performance	TYPE 1 (UL 1703) or CLASS C (IEC 61730)					
Max. Series Fuse Rating	20 A					
Application Classification	Class A					
Power Tolerance	0 ~ + 10 W					

* Under Standard Test Conditions (STC) of irradiance of 1000 W/m², spectrum AM 1.5 and cell temperature of 25°C.

MECHANICAL DATA

Specification	Data
Cell Type	Poly-crystalline
Cell Arrangement	120 [2 X (10 X 6)]
Dimensions	1765 X 1048 X 40 mm (69.5 X 41.3 X 1.57 in)
Weight	21.1 kg (46.5 lbs)
Front Cover	3.2 mm tempered glass
Frame	Anodized aluminium alloy, crossbar enhanced
J-Box	IP68, 3 bypass diodes
Cable	4.0 mm² (IEC), 12 AWG (UL)
Cable Length (Including Connector)	Portrait: 500 mm (19.7 in) (+) / 350 mm (13.8 in) (-); landscape: 1250 mm (49.2 in)*
Connector	T4 series or H4 UTX or MC4-EVO2
Per Pallet	27 pieces
Per Container (40' HQ)	702 pieces

* For detailed information, please contact your local Canadian Solar sales and technical representatives.

ELECTRICAL DATA | NMOT*

CS3L	325P	330P	335P	340P	345P	350P
Nominal Max. Power (Pmax)	242 W	246 W	249 W	253 W	257 W	261 W
Opt. Operating Voltage (Vmp)	29.8 V	30.0 V	30.2 V	30.3 V	30.5 V	30.7 V
Opt. Operating Current (Imp)	8.13 A	8.20 A	8.27 A	8.35 A	8.42 A	8.49 A
Open Circuit Voltage (Voc)	36.6 V	36.8 V	37.0 V	37.2 V	37.4 V	37.8 V
Short Circuit Current (Isc)	8.66 A	8.73 A	8.79 A	8.86 A	8.92 A	9.07 A

* Under Nominal Module Operating Temperature (NMOT), irradiance of 800 W/m² spectrum AM 1.5, ambient temperature 20°C, wind speed 1 m/s.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Specification	Data
Temperature Coefficient (Pmax)	-0.36 % / °C
Temperature Coefficient (Voc)	-0.28 % / °C
Temperature Coefficient (Isc)	0.05 % / °C
Nominal Module Operating Temperature	42 ± 3°C

PARTNER SECTION



* The specifications and key features contained in this datasheet may deviate slightly from our actual products due to the on-going innovation and product enhancement. Canadian Solar Inc. reserves the right to make necessary adjustment to the information described herein at any time without further notice. Please be kindly advised that PV modules should be handled and installed by qualified people who have professional skills and please carefully read the safety and installation instructions before using our PV modules.

CANADIAN SOLAR INC.

545 Speedvale Avenue West, Guelph, Ontario N1K 1E6, Canada, www.canadiansolar.com, support@canadiansolar.com

May 2020. All rights reserved, PV Module Product Datasheet V5.591_EN

FICHE TECHNIQUE DE L'ONDULEUR



7.5KW 3 ϕ 4W Input With High Voltage Output

RST-7K5-HV series

SPECIFICATION

MODEL	RST-7K5-115		RST-7K5-230	RST-7K5-380		
OUTPUT	DC VOLTAGE (factory default)	115V	230V	380V		
	CURRENT (factory default)	65A	32.4A	19.77A		
	CURRENT RANGE	0 ~ 65A	0 ~ 34.5A	0 ~ 22.5A		
	RATED POWER	7475W	7452W	7515W		
	FULL POWER VOLTAGE RANGE	115 ~ 138V	216 ~ 260V	334 ~ 400V		
	RIPPLE & NOISE (max.) Note.2	1Vp-p	2Vp-p	4Vp-p		
	VOLTAGE ADJ. RANGE	90 ~ 138V Can be adjusted via built-in potentiometer	170 ~ 260V	260 ~ 400V		
	VOLTAGE TOLERANCE Note.3	±1.0%	±1.0%	±1.0%		
	LINE REGULATION	±0.5%	±0.5%	±0.5%		
	LOAD REGULATION	±0.5%	±0.5%	±0.5%		
INPUT	SETUP, RISE TIME	3000ms, 200ms at full load				
	HOLD UP TIME (Typ.)	16ms 230VAC/400VAC at 75% load 10ms / 230VAC/400VAC at full load				
	VOLTAGE RANGE	3 ϕ 3W/△196~305VAC or 3 ϕ 4W/Y 340~530VAC				
	FREQUENCY RANGE	47 ~ 63Hz				
	POWER FACTOR (Typ.)	≥0.98/230VAC(400VAC)/≥0.97/277VAC(480VAC) at full load				
	EFFICIENCY (Typ.) Note.7	94%	95%	95%		
	AC CURRENT (Typ.)	22.5A/230VAC(3 ϕ 3-wire /△)	13A/400VAC(3 ϕ 4-wire / Y)			
	INRUSH CURRENT (Typ.)	75A/230VAC(3 ϕ 3-wire /△)	50A/400VAC(3 ϕ 4-wire / Y)			
	LEAKAGE CURRENT	<3.5mA/Y 530VAC <10mA /△305VAC				
	PROTECTION	OVERLOAD	100 ~ 107% of rated current Protection type : Constant current limiting, unit will shutdown after 5 sec. re-power on to recover			
OVER VOLTAGE		145 ~ 166V	273 ~ 312V	420 ~ 480V		
OVER TEMPERATURE		Shut down o/p voltage, recovers automatically after temperature goes down				
CURRENT SHARING		Up to 4 units. Please refer to the Function Manual				
FUNCTION	OUTPUT VOLTAGE PROGRAMMABLE	Adjustment of output voltage is allowable between 1 ~ 120% of nominal output voltage. Please refer to the PV curve Function Manual				
	CONSTANT CURRENT LEVEL PROGRAMMABLE	Adjustment of constant current level is allowable between 20 ~ 100% of rated current. Please refer to the Function Manual				
	REMOTE ON-OFF CONTROL	Please refer to the Function Manual				
	ALARM SIGNAL OUTPUT	AC fail, DC OK, fan fail, OTP. Please refer to the Function Manual				
ENVIRONMENT	WORKING TEMP.	-30 ~ +70℃ (Refer to "Derating Curve")				
	WORKING HUMIDITY	20 ~ 90% RH non-condensing				
	STORAGE TEMP., HUMIDITY	-40 ~ +85℃, 10 ~ 95% RH non-condensing				
	TEMP. COEFFICIENT	±0.03%/℃ (0 ~ 45℃)				
	VIBRATION	10 ~ 500Hz, 2G 10min./1cycle, 60min. each along X, Y, Z axes				
	SAFETY STANDARDS	UL62368-1, CAN/CSA C22.2 No. 62368-1, TUV BS EN/EN62368-1, EAC TP TC 004 approved				
	WITHSTAND VOLTAGE Note.4	I/P-O/P:4.3KVDC I/P-FG:2.8KVDC O/P-FG:2.8KVDC				
	ISOLATION RESISTANCE Note.4	I/P-O/P, I/P-FG, O/P-FG:100M Ohms / 500VDC / 25℃ / 70% RH				
SAFETY & EMC (Note 8)	EMC EMISSION	Parameter	Standard	Test Level / Note		
		Conducted	BS EN/EN55032 (CISPR32) / BS EN/EN55011 (CISPR11)	Class A		
		Radiated	BS EN/EN55032 (CISPR32) / BS EN/EN55011 (CISPR11)	Class A		
		Harmonic Current	BS EN/EN61000-3-2	-----		
		Voltage Flicker	BS EN/EN61000-3-3	-----		
	EMC IMMUNITY	BS EN/EN55024, BS EN/EN61204-3, BS EN/EN61000-6-2				
		Parameter	Standard	Test Level / Note		
		ESD	BS EN/EN61000-4-2	Level 3, 8kV air ; Level 2, 4kV contact		
		Radiated	BS EN/EN61000-4-3	Level 3		
		EFT / Burst	BS EN/EN61000-4-4	Level 3		
		Surge	BS EN/EN61000-4-5	Level 4, 4kV/Line-Earth ; Level 3, 2kV/Line-Line		
		Conducted	BS EN/EN61000-4-6	Level 3		
		Magnetic Field	BS EN/EN61000-4-8	Level 4		
		Voltage Dips and Interruptions	BS EN/EN61000-4-11	>95% dip 0.5 periods, 30% dip 25 periods >95% interruptions 250 periods		
		OTHERS	MTBF	234.5K hrs min. Telcordia SR-332 (Bellcore) ; 27.1K hrs min. MIL-HDBK-217F (25℃)		
			DIMENSION	RST-7K5: 460*211*83.5mm (L*W*H) RST-7K5-L: 460*216*83.5mm (L*W*H)		
PACKING	RST-7K5: 12kg; 1pcs/13kg/1.25CUFT RST-7K5-L: 12kg; 1pcs/13kg/1.05CUFT					
NOTE	1. All parameters NOT specially mentioned are measured at △230VAC(Y 400VAC) input, rated load and 25℃ of ambient temperature. 2. Ripple & noise are measured at 20MHz of bandwidth by using a 12" twisted pair-wire terminated with a 0.1 μ f & 47 μ f parallel capacitor. 3. Tolerance includes set up tolerance, line regulation and load regulation. 4. During withstand voltage and isolation resistance testing, the screw "A" shall be temporarily removed, and shall be installed back after the testing. 5. Derating may be needed under low input voltages. Please check the derating curve for more details. 6. If use PV signal to adjust Vo, under creatin operation conditions, ripple noise of Vo might go over rating defined in this specification. 7. The efficiency is measured at △: 230VAC/Y: 400VAC input. The efficiency level is measured at output voltage 115V(115V model)/230V(230V model)/380V(380V model). 8. The power supply is considered a component which will be installed into a final equipment. All the EMC tests are been executed by mounting the unit on a 600mm*900mm metal plate with 1mm of thickness. The final equipment must be re-confirmed that it still meets EMC directives. For guidance on how to perform these EMC tests, please refer to "EMI testing of component power supplies." (as available on https://www.meanwell.com/Upload/PDF/EMI_statement_en.pdf) 9. The ambient temperature derating of 3.5℃/1000m with fanless models and of 5℃/1000m with fan models for operating altitude higher than 2000m(6500ft). 10. An unstable O/P voltage is expected in the first 300ms after power on. A minimum load of 5% is suggested if fast load change is required at power on phase. ※ Product Liability Disclaimer : For detailed information, please refer to https://www.meanwell.com/serviceDisclaimer.aspx					

File Name:RST-7K5-HV-SPEC 2024-11-28

ANNEXE II : APPROXIMATION DE PREMIÈRE HARMONIQUE DANS LE DOMAINE DES PHASEURS

Modèle équivalent

Pour simplifier l'analyse des formes d'ondes en créneaux, cette étude se concentre principalement sur l'approche du premier harmonique (FHA) lors de l'étude des convertisseurs à ponts actifs. Il est crucial de comprendre que la modélisation du convertisseur à ponts actifs par le biais de l'approximation de première harmonique implique principalement le remplacement des sources de tension à ondes carrées tel qu'utilisé dans la modélisation linéaire par morceaux (voir section 2.3), par des sources de tension en ondes sinusoïdales. Ceci conduit à une approximation qui peut négliger l'effet des harmoniques de rang supérieur [33]. La Figure II.1 illustre le schéma équivalent en approximation de première harmonique d'un convertisseur 3p-MAB.

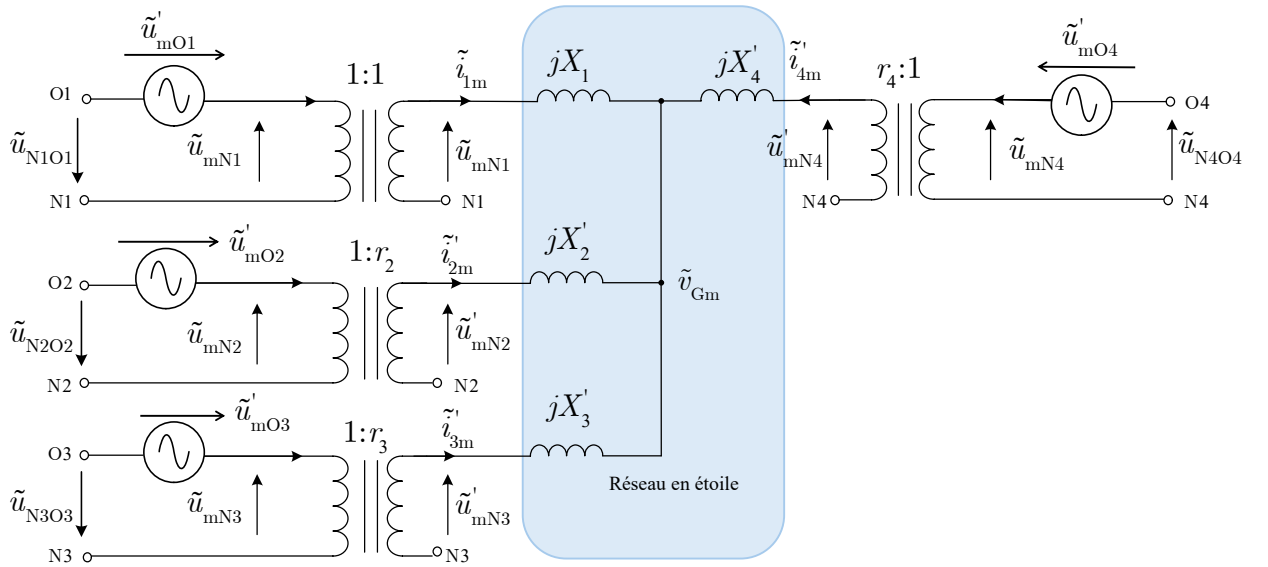


Figure II.1. Modèle équivalent du convertisseur 3p-MAB

Le convertisseur 3p-MAB peut être assimilé à un réseau de sources de tension interconnectées par des inductances similaires au fonctionnement parallèle d'onduleurs

raccordés au réseau. Dans ce type d'architecture, la puissance active est régulée en ajustant le déphasage entre les tensions des différentes sources. Par analogie, un système à quatre ports peut ainsi être modélisé comme un réseau électrique miniature, où chaque port représente une branche du réseau.

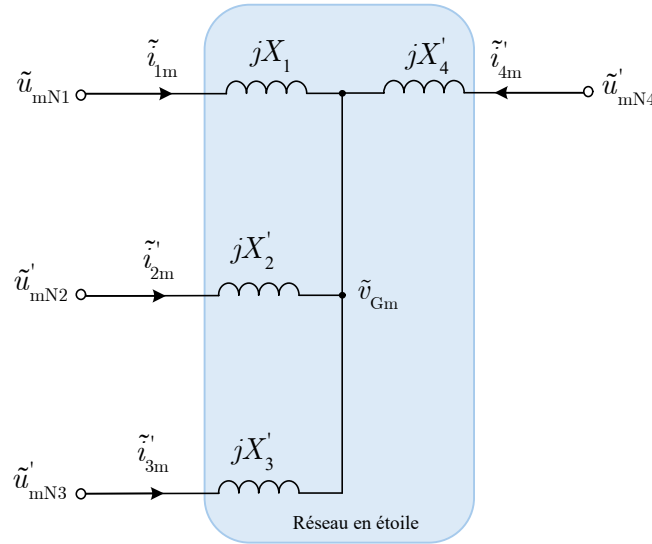


Figure II.2. Modèle équivalent du modèle FHA du convertisseur 3p-MAB

Description de la méthode et des équations

Le convertisseur 3p-MAB peut être assimilé à un système de sources de tension interconnectées par des inductances. De manière analogue au fonctionnement parallèle des onduleurs synchronisés sur le réseau, où le contrôle actif de la puissance est assuré par le réglage du déphasage entre les onduleurs, le système à quatre (4) ports peut être analysé comme un tel réseau électrique, mais transposé à l'échelle de la fréquence de découpage [33]. Si on considère un bras d'un tel réseau (voir Figure II.3), alors celui devient analogue au modèle équivalent de la machine synchrone, où la tension d'entrée $\tilde{u}_{mN4}$ du port 4 est utilisée comme référence et joue le rôle de la tension d'excitation de la génératrice et la tension du point milieu $\tilde{v}_{Gm}$, joue le rôle de la tension du réseau [39]. Le déphasage δ entre ces deux (2) tensions détermine le sens et l'amplitude de la puissance active transférée. Le $\cos(\phi_1)$, ϕ_1 étant l'angle entre le courant de ligne du transformateur $\tilde{i}_{4m}$ et la tension du point

milieu $\tilde{v}_{Gm}$, représente le facteur de puissance observé dans une machine synchrone. La tension du point milieu est définie par les équations (2.35) à (2.37). Les sources de tensions qui sont issues de la décomposition de Fourier des signaux en créneaux générés par les ponts actifs sont définies par les équations (II.1) à (II.4). Elles sont reliées entre elles par des réactances de fuite $X'_k = \omega_s L'_k$ ramener au du port 1.

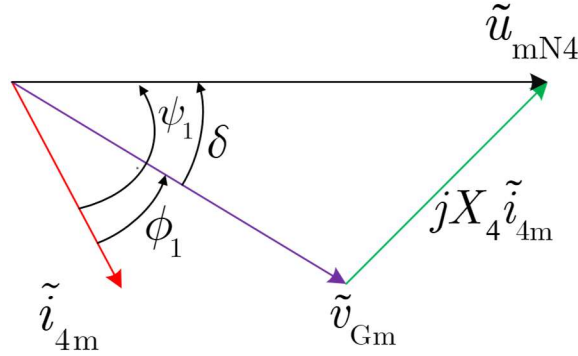


Figure II.3. Diagramme de Fresnel du port 1 du convertisseur 3p-MAB

$$\tilde{u}_{mN1} = \frac{2}{\pi} U_1 \cdot \sin(\omega t - \varphi_1) \quad (\text{II.1})$$

$$\tilde{u}'_{mN2} = \frac{2}{\pi} U'_2 \cdot \sin(\omega t - \varphi_2) \quad (\text{II.2})$$

$$\tilde{u}'_{mN3} = \frac{2}{\pi} U'_3 \cdot \sin(\omega t - \varphi_3) \quad (\text{II.3})$$

$$\tilde{u}'_{mN4} = \frac{2}{\pi} U'_4 \cdot \sin(\omega t) \quad (\text{II.4})$$

Les courants pour chaque port sont définis par :

$$\tilde{i}_{1m} = \frac{2}{\pi} I_{1m}^{\text{pk}} \cdot \sin(\omega t - \psi_1) \quad (\text{II.5})$$

$$\tilde{i}'_{2m} = \frac{2}{\pi} I_{2m}^{\text{pk}} \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \quad (\text{II.6})$$

$$\tilde{i}_{3m}' = \frac{2}{\pi} I_{3m}'^{\text{pk}} \cdot \sin(\omega t - \psi_3) \quad (\text{II.7})$$

$$\tilde{i}_{4m}' = \frac{2}{\pi} I_{4m}'^{\text{pk}} \cdot \sin(\omega t - \psi_2) \quad (\text{II.8})$$

Où le courant de crête peut être approximé par

$$I_{km}'^{\text{pk}} = \sqrt{2} I_{km}' \quad (\text{II.9})$$

Présentation des résultats

La Figure II.4 illustre une comparaison des modèles PLM et FHA des tensions du point milieu du convertisseur 3p-MAB. On y compare, d'une part, la tension au point milieu obtenue à l'aide du modèle linéaire par morceaux, et d'autre part, celle issue de l'approximation au premier harmonique.

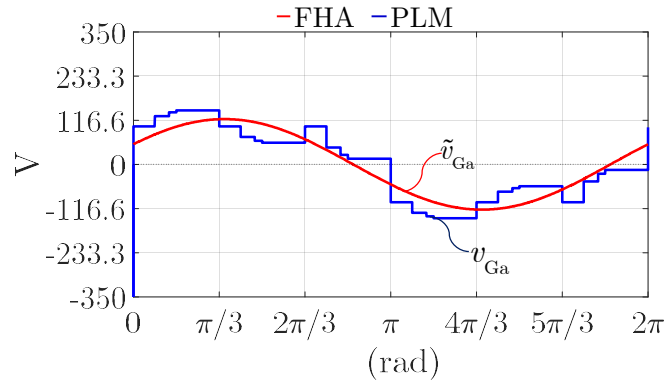
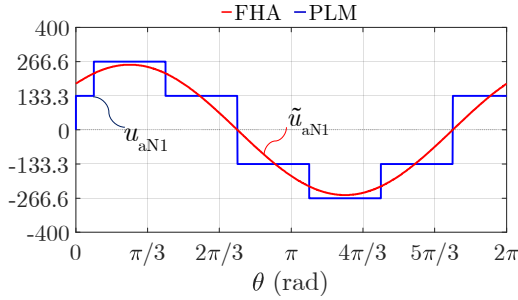


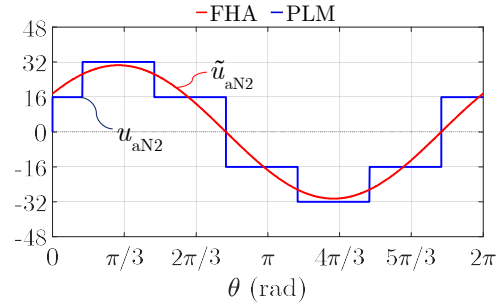
Figure II.4. Comparaison des modèles PLM et FHA des tensions du point milieu du convertisseur 3p-MAB

La Figure II.5 illustre les tensions de phase a aux différents ports du convertisseur 3p-MAB, comparant les résultats issus du modèle PLM et ceux du modèle FHA. On observe que le modèle PLM reproduit fidèlement la forme en créneaux des tensions appliquées par les ponts actifs, tandis que le modèle FHA fournit une représentation sinusoïdale simplifiée, centrée sur la composante fondamentale. Cette comparaison met en évidence la pertinence du modèle FHA pour l'analyse en régime permanent, tout en rappelant que le modèle PLM

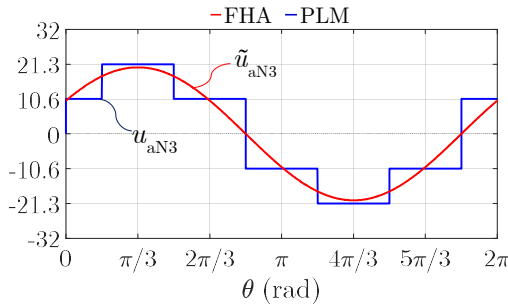
demeure indispensable pour prendre en compte les harmoniques supérieurs et les phénomènes transitoires.



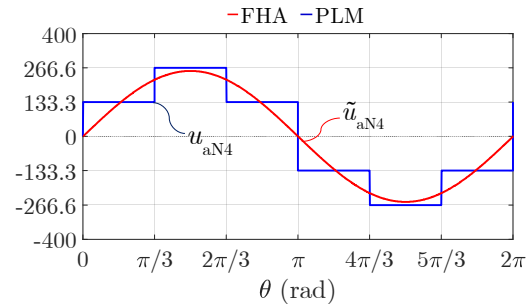
(a) : Tension du port 1



(b) : Tension du port 2



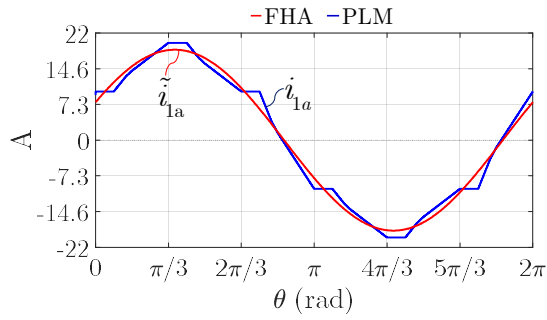
(c) : Tension du port 3



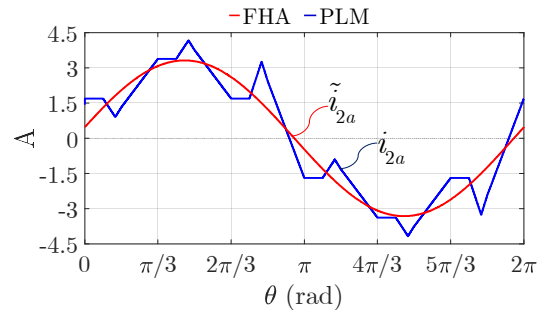
(d) : Tension du port 4

Figure II.5. Comparaison des modèles PLM et FHA des tensions primaires du convertisseur 3p-MAB

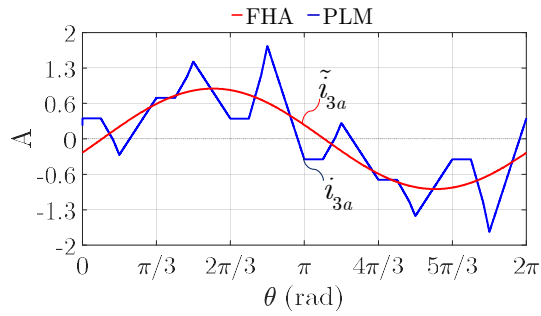
La Figure II.6 illustre une comparaison entre les courants des primaires des ports du convertisseur 3p-MAB issues du modèle PLM, et celui issu du modèle FHA. Bien que celui modèle FHA soit efficace pour approximer celui du modèle PLM, les effets des harmoniques supérieures ne sont pas négligeables à faible puissance dans le convertisseur 3p-MAB. Malgré ces écarts, l'approximation au premier harmonique reste suffisante pour des analyses globales, tout en réduisant le coût computationnel par rapport au modèle complet PLM.



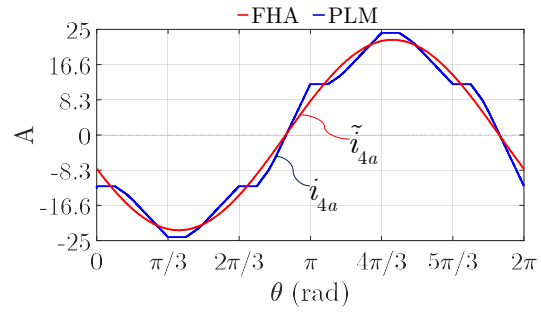
(a) : Courant port 1



(b) : Courant du port 2



(c) : Courant du port 3



(d) : Courant du port 4

Figure II.6. Comparaison des modèles PLM et FHA des courants primaires du convertisseur 3p-MAB

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] M. Alberio, « Un métier en transformation, mais encore significatif dans la ruralité côtière québécoise : le cas de la pêche et de sa relève en Gaspésie », *Revue Organisations & territoires*, vol. 29, no 1, p. 53–64, mai 2020.
- [2] Pêches et Océans Canada, « Nombre de bateaux par longueur (en pied) par province et région », 2022, [En ligne]. <https://www.dfo-mpo.gc.ca/stats/commercial/licences-permis/vessembarc/ve22-fra.htm>.
- [3] Pêches et Océans Canada, « L'industrie de la pêche au Québec – Profil socio-économique 2015 – Région du Québec » 2018, [En ligne]. https://publications.gc.ca/collections/collection_2019/mpo-dfo/Fs124-9-2018-fra.pdf.
- [4] Ministère de l'Agriculture, des Pêcheries et de l'Alimentation du Québec, « Écocertification – pêches et aquaculture durable », 2023, [en ligne]. <https://www.mapaq.gouv.qc.ca/FR/PECHE/ECOCERTIFICATION/Pages/Ecocertification.aspx>.
- [5] Radio-Canada, « Des pêcheurs de la Basse-Côte-Nord inquiets pour leur saison », Radio-Canada.ca, mai 2022, [en ligne]. <https://ici.radio-canada.ca/nouvelle/1882450/industrie-crabe-rentabilite-carburant-essence>.
- [6] Ministère de l'Agriculture, des Pêcheries et de l'Alimentation du Québec, « Plan d'action ministériel pour l'industrie des pêches et de l'aquaculture commerciales du Québec, 2018-2025 », 2018, [en ligne]. <https://numerique.banq.qc.ca/patrimoine/details/52327/3447345>.
- [7] Ministère des Transports et de la Mobilité durable (MTMD), « Groupe de travail sur la décarbonation de l'industrie maritime », gouvernement du Québec. [En ligne]. Disponible sur : https://www.transports.gouv.qc.ca/fr/ministere/role_ministere/colloques-congres-conferences/forum-concertation-transport-maritime/Pages/decarbonation-industrie-maritime.aspx. Consulté en octobre 2024.
- [8] Société de développement économique du Saint-Laurent (SODES), « Plan de décarbonation de l'industrie maritime du Québec – Version finale », 18 novembre

2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://st-laurent.org/wp-content/uploads/2024/12/Rapport-final-Plan-de-decarbonation.pdf>. Consulté le : 20 mai 2025.
- [9] International Maritime Organization (IMO), « Initial IMO GHG Strategy ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.imo.org/fr/MediaCentre/HotTopics/pages/reducing-greenhouse-gas-emissions-from-ships.aspx>. Consulté le : 25 mai 2025.
- [10] Y. Yuan, J. Wang, X. Yan, B. Shen, and T. Long, « A review of multi-energy hybrid power system research for ships », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 132, art. no 110081, oct. 2020. doi: 10.1016/j.rser.2020.110081.
- [11] J. Hwang, J. Kim, H. Jeon, and S. Kim, « A study on the application of hybrid propulsion system of small size fishing vessels in South Korea, » *Journal of International Maritime Safety, Environmental Affairs, and Shipping*, vol. 6, no. 4, pp. 206-215, 2022.
- [12] S. Kim, H. Jeon, C. Park, and J. Kim, « Lifecycle environmental benefits with a hybrid electric propulsion system using a control algorithm for fishing boats in Korea, » *Journal of Marine Science and Engineering*, vol. 10, no. 9, Art. no. 1202, 2022.
- [13] Fiskebåt, « GKP report: Measures to reduce greenhouse gas emissions from the fishing fleet ». [En ligne]. Disponible sur : <https://kommunikasjon.ntb.no/presserom/14516866/fiskebat/mi?item=document-16982145>. Consulté le : 15 juin 2025.
- [14] Gouvernement du Québec, « Plan pour une économie verte 2030 », [En ligne]. <https://www.quebec.ca/gouvernement/politiques-orientations/plan-economie-verte>.
- [15] W. Y. Park, H. S. Moon, D. M. Ruth, and M. L. Vukovich, « Exploring the cost and feasibility of battery-electric ships », *Berkeley Lab News Center*, 30 oct. 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://newscenter.lbl.gov/2024/10/30/exploring-the-cost-and-feasibility-of-battery-electric-ships/>. Consulté le 25 juill. 2025.
- [16] E. Lanssen, « Selfa Arctic has delivered the world's first hybrid fishing boat », *Business Norway*, [En ligne]. <https://businessnorway.com/solutions/Selfa-arctic-world-first-hybrid-fishing-boat>.

- [17] Fisker Forum, « World's largest hybrid fishing boat reaches home », [En ligne]. <https://fiskerforum.com/worlds-largest-hybrid-fishing-boat-reaches-home/>.
- [18] Maritime CleanTech, « Hybrid-electric fishing vessel », [En ligne]. <https://maritimecleantech.no/project/first-electric-fishing-vessel/>.
- [19] Navalia, «Karoline, the world's first fishing vessel entirely electric, » [En ligne]. Available: <https://www.navalia.es/en/19-news/sector-news/1489-karoline-the-world-s-first-fishing-vessel-entirely-electric>. [Accessed: Jun. 6, 2025].
- [20] J.-P. Thibault, « Un luxueux navire de pêche bâti à Forillon », *Le Soleil*, 31 juillet 2024, [En ligne].<https://www.lesoleil.com/affaires/2024/07/31/un-luxueux-navire-de-peche-bati-a-forillon-J2RY7ZNQINDBNB7JAP2DJU5JPM/>.
- [21] J.-P. Thibault, « Un premier navire de pêche commercial hybride », *Le Soleil*, 29 avril 2022, [en ligne]. <https://www.lesoleil.com/2022/05/01/un-premier-navire-de-peche-commercial-hybride-b086320999bb3a060e7a0ab8f4f5d92e/>
- [22] L. Barnabé-Roy, « La première nation Wolastoqiyik Wamsipecuk se dote d'un navire hybride, » [en ligne]. Available: <https://www.infodimanche.com/actualites/actualite/486469/la-premiere-nation-wolastoqiyik-wamsipecuk-se-dote-dun-navire-hybride>. [Accessed: Jun. 12, 2025].
- [23] Conseil de l'innovation du Québec, « Conception navale FMP : un vent de changement pour la pêche durable », *ConseilInnovation.quebec*. [En ligne]. Disponible sur : <https://conseilinnovation.quebec/conceptionnavalefmp/>. Consulté le 23 juillet. 2025.
- [24] R. Derollepot and E. Vinot, « Rapport d'étude PROMOVAN: Modélisation et hybridation de l'automoteur POSEIDON, » IFSTTAR - Institut Français des Sciences et Technologies des Transports, de l'Aménagement et des Réseaux, 2015.
- [25] Midtronics, « Cinq facteurs qui influencent l'adoption mondiale des véhicules électriques ». [En ligne]. Disponible sur : <https://www.midtronics.com/fr/blog/five-factors-driving-ev-adoption-globally/>. Consulté le : 25 mai 2025.
- [26] F. Dupriez-Robin, *Dimensionnement d'une propulsion hybride de voilier, basé sur la modélisation par les flux de puissance*, Thèse de doctorat, Univ. de Nantes, 2010.

- [27] PKYS, « Fish Farm Solar Charging », *PKYS Marine Electrical Systems*, [En ligne]. Disponible sur : <https://shop.pkys.com/fish-farm-solar-charging> (consulté le 23 juill. 2025).
- [28] Candela, « Charger un bateau électrique – Le guide ultime 2024 », *Candela.com*, 2024. [En ligne]. Disponible sur : <https://candela.com/fr/charging-an-electric-boat-the-ultimate-guide-2024/> (consulté le 25 juill. 2025).
- [29] W. M. Nkouna, « Systèmes multi sources d'énergie à base d'énergie renouvelable pour alimenter une borne de recharge des véhicules électriques », Université Savoie Mont Blanc; Université Cheikh Anta Diop (Dakar, Sénégal), 2022.
- [30] K. Anoune, M. Bouya, A. Astito, and A. Malek, « Sizing methods and optimization techniques for PV-wind based hybrid renewable energy system: A review », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 93, pp. 652–673, 2018.
- [31] R. W. 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, 1991.
- [32] M. 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, 1992.
- [33] M. Neubert, *Modeling, synthesis and operation of multiport-active bridge converters*, Ph.D. dissertation, Rheinisch-Westfälische Technische Hochschule Aachen, Aachen, Germany, 2020.
- [34] A. Thönnessen, C. Fronczek, and R. W. De Doncker, « Instantaneous flux and current control for three-phase multi-active-bridge DC–DC converters », in *Proc. 25th Eur. Conf. Power Electron. Appl. (EPE'23 ECCE Europe)*, IEEE, 2023, pp. 1–8.
- [35] S. Bachman, M. Turzyński, and M. Jasiński, « Comparative analysis of three-phase dual active bridge converter with different transformer topology and modern universal control for DC microgrids », *IET Power Electron.*, vol. 17, no. 10, pp. 1301–1313, 2024.

- [36] N. Guennouni, N. Machkour, and A. Chebak, « Single- and three-phase dual-active-bridge DC–DC converter comparison for battery electric vehicle powertrain application », *Energies*, vol. 17, no. 21, p. 5509, 2024.
- [37] D. Segaran, D. G. Holmes, and B. P. McGrath, « Comparative analysis of single- and three-phase dual active bridge bidirectional DC–DC converters », *Aust. J. Electr. Electron. Eng.*, vol. 6, no. 3, pp. 329–337, 2009.
- [38] N. H. Baars, J. Everts, C. G. Wijnands, and E. A. Lomonova, « Performance evaluation of a three-phase dual active bridge DC–DC converter with different transformer winding configurations », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 10, pp. 6814–6823, 2015.
- [39] M. Berger, « Contributions to modeling, simulation, and analysis of three-phase dual active bridge converters for dc-grid integration », École Polytechnique, Montréal (Canada), 2019.
- [40] F. Liu, K. Wang, F. Yang, X. Zhao, P. Wang, Y. Huang, and Y. Lu, « Wave process calculation of multi-winding transformer based on field-circuit coupling », in *Proc. 2024 4th Int. Conf. New Energy and Power Engineering (ICNEPE)*, Nov. 2024, pp. 748–752.
- [41] A. B. Yildiz, « Equivalent circuit based modeling of multiple winding transformers," *Electric Power Components and Systems*, vol. 51, no. 15, pp. 1576–1583, 2023.
- [42] D. Pejovski, *Design and modelling of a multi-winding transformer for electric vehicle DC charging station*, M.S. thesis, 2018.
- [43] T. Pereira, F. Hoffmann, R. Zhu, and M. Liserre, « A comprehensive assessment of multiwinding transformer-based DC–DC converters », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 9, pp. 10020–10036, 2021.
- [44] . C. Sun, N. H. Kutkut, D. Novotny, and D. Divan, « General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer », in *Proc. IAS'95 - 1995 IEEE Industry Applications Conf., Thirtieth IAS Annual Meeting*, vol. 3, 1995, pp. 2507–2514.
- [45] Y. Liu and X. Pei, « Improved identification method for equivalent network parameters of transformer windings based on driving point admittance », *IEEE Access*, 2025.

- [46] C. Sun, N. H. Kutkut, D. Novotny, and D. Divan, « General equivalent circuit of a multi-winding co-axial winding transformer », in *Proc. 1995 IEEE Industry Applications Conf. (IAS'95)*, vol. 3, pp. 2507–2514, Oct. 1995.
- [47] D. Pejovski, « Design and modelling of a multi-winding transformer for electric vehicle DC charging station », M.S. thesis, Dept. of Electric Power Engineering, Norwegian Univ. of Sci. and Technol., Trondheim, Norway, 2018.
- [48] P. Koohi, A. J. Watson, J. C. Clare, T. B. Soeiro, and P. W. Wheeler, « A survey on multi-active bridge DC-DC converters: Power flow decoupling techniques, applications, and challenges », *Energies*, vol. 16, no. 16, p. 5927, 2023.
- [49] A. Aksöz, B. Asal, S. Golestan, M. Gençtürk, S. Oyucu, and E. Biçer, « Electrification in maritime vessels: Reviewing storage solutions and long-term energy management », *Applied Sciences*, vol. 15, no. 10, pp. 5259, 2025.
- [50] C. Zhao, S. D. Round, and J. W. Kolar, « An isolated three-port bidirectional DC-DC converter with decoupled power flow management », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2443–2453, 2008.
- [51] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*, 3rd ed., Cham, Switzerland: Springer, 2020.
- [52] M. Berger, *First EMTP-RV benchmark for off-line simulation of rapid transit train DC auxiliary systems*, Ph.D. dissertation, École Polytechnique de Montréal, Montréal, Canada, 2015.
- [53] H. W. Dommel, « Digital computer solution of electromagnetic transients in single-and multiphase networks », *IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems*, no. 4, pp. 388–399, 2007.
- [54] E. B. Mehammer, H. Strand, N. Magnusson, K. S. Thinn, and E. Eberg, « How to plug in the fishing fleet: Connectors in charging infrastructure for small fishing boats », *IEEE Electrification Magazine*, vol. 11, no. 1, pp. 73–82, 2023.
- [55] Aqua SuperPower, « Official website », [En ligne]. Disponible sur : <https://www.aqua-superpower.com/> (consulté le 1 juill. 2025).

- [56] J. H. Yoon, *Modulation scheme and dynamic control for improved light-load operation of three-phase multi-active bridge converter*, Ph.D. dissertation, Graduate School, Seoul National University, Seoul, South Korea, 2024.
- [57] Ali Bekir Yildiz, «Equivalent circuit based modeling of multiple winding transformers», *Electric Power Components and Systems*, vol. 51, no. 15, pp. 1576–1583, 2023.
- [58] H. Tao, J. L. Duarte, et M. A. M. Hendrix, «High-power three-port three-phase bidirectional DC-DC converter», in *Proceedings of the 2007 IEEE Industry Applications Annual Meeting*, New Orleans, LA, USA, 2007, pp. 2022–2029.
- [59] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3rd ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2003, ch. 5, pp. 161-200.
- [60] J. Voss, R. W. de Doncker, and H. A. Mantooth, *Multi-megawatt three-phase dual-active bridge DC-DC converter: Extending soft-switching operating range with auxiliary-resonant commutated poles and compensating transformer saturation effects*, Institut für Stromrichtertechnik und Elektrische Antriebe, 2019.
- [61] Y. Lee, G. Vakil, A. J. Watson, M. Armstrong, and K. J. Bradley, « An analytical modeling and estimating losses of power semiconductors in a three-phase dual active bridge converter for MVDC grids », in *Proc. 2017 IEEE Power and Energy Conf. at Illinois (PECI)*, Champaign, IL, USA, 2017, pp. 1–8, doi: 10.1109/PECI.2017.8124556.
- [62] Texas Instruments, *TIDA-010054: Bi-directional, dual active bridge reference design for level 3 electric vehicle charging stations*, Reference design, Apr. 2024. [En ligne]. Disponible sur: TI.com
- [63] C. Zhao and J. W. Kolar, « A novel three-phase three-port UPS employing a single high-frequency isolation transformer », in *Proc. 2004 IEEE 35th Annu. Power Electron. Specialists Conf. (IEEE Cat. No. 04CH37551)*, 2004, pp. 4135–4141.
- [64] Y. Cui, *Three-phase dual active bridge converter: design considerations and planar transformer design*, Thèse de doctorat, 2017.

- [65] Hydro-Québec, *Guide technique pour les producteurs d'électricité sans compensation*, [en ligne]. Disponible : <https://www.hydroquebec.com/autoproduction/docs/guide-sans-compensation.pdf>. Consulté le : 1-juil-2025.
- [66] T. M. I. Mahlia, T. J. Saktisahdan, A. M. Razak, and A. S. C. Mokhlis, « A review of available methods and development on energy storage: technology update », *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 33, pp. 532–545, 2014.
- [67] W. Zhou, Y. Zheng, Z. Pan, W. Li, and Y. Chen, « Review on the battery model and SOC estimation method », *Processes*, vol. 9, no. 9, p. 1685, 2021.
- [68] MATLAB, « Generic battery model: Description », *MathWorks*. [En ligne]. Disponible sur : <https://www.mathworks.com/help/sps/powersys/ref/battery.html>. Consulté en septembre 2025.
- [69] N. E. Galushkin, N. N. Yazvinskaya, and D. N. Galushkin, « A critical review of using the Peukert equation and its generalizations for lithium-ion cells », *Journal of The Electrochemical Society*, vol. 167, no. 12, p. 120516, 2020.
- [70] Tremblay, Olivier et Dessaint, Louis-A. Experimental validation of a battery dynamic model for EV applications. *World electric vehicle journal*, 2009, vol. 3, no 2, p. 289-298.
- [71] M. Berger, « NiCd battery model in EMTP-RV », *Internal document (Bombardier)*, 15 pp., 2023.
- [72] V. Beaulieu-Gagnon, O. Couillard, V. St-Pierre, M. Berger, S. Duquette, and M. Bahoura, « Dual Active Bridge Converter-Enabled Flexible Solar Photovoltaic System Emulator for a Ship-Testing Electrical Microgrid », in *Proc. OCEANS 2024 – Halifax*, Halifax, NS, Canada, Sep. 2024, pp. 1–10.
- [73] M. Köhl, M. Heck, S. Wiesmeier et J. Wirth, « Modeling of the nominal operating cell temperature based on outdoor weathering », *Solar Energy Materials & Solar Cells*, vol. 95, pp. 1638–1646, 2011, doi:10.1016/j.solmat.2011.01.020.