

Développement, étude et mise en œuvre du contrôle  
hiérarchique intelligent pour un microréseau hybride dédié  
aux stations de télécommunication isolées

par

Félix DUBUISSON

THÈSE PRÉSENTÉE À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
COMME EXIGENCE PARTIELLE À L'OBTENTION DU  
DOCTORAT  
Ph. D.

MONTRÉAL, LE 17 SEPTEMBRE 2023

ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE  
UNIVERSITÉ DU QUÉBEC



Félix Dubuisson, 2023



Cette licence [Creative Commons](#) signifie qu'il est permis de diffuser, d'imprimer ou de sauvegarder sur un autre support une partie ou la totalité de cette œuvre à condition de mentionner l'auteur, que ces utilisations soient faites à des fins non commerciales et que le contenu de l'œuvre n'ait pas été modifié.

**PRÉSENTATION DU JURY**  
**CE RAPPORT DE THÈSE A ÉTÉ ÉVALUÉ**  
**PAR UN JURY COMPOSÉ DE :**

Pr. Ambrish CHANDRA, directeur de thèse  
Département génie électrique à l'École de technologie supérieure

Dr. Miloud REZKALLAH, codirecteur de thèse  
Centre de Recherche et d'Innovation en Intelligence Énergétique et Professeur associé au  
département génie électrique à l'École de technologie supérieure

Pr. Mohamed CHERIET, président du jury  
Département de génie des systèmes à l'École de technologie supérieure

Pr. Marouf SAAD, membre du jury  
Département génie électrique à l'École de technologie supérieure

Dr. Francis OKOU, examinateur externe  
Département de Génie électrique et génie informatique au Collège militaire royal du Canada

ELLE A FAIT L'OBJET D'UNE SOUTENANCE DEVANT JURY ET PUBLIC

LE 16 AOÛT 2023

À L'ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE



## **REMERCIEMENTS**

Tout d'abord, je voudrais exprimer toute ma gratitude à mon directeur de thèse Pr. Ambrish Chandra pour m'avoir permis de mener ce doctorat. Je le remercie sincèrement pour son expertise et sa confiance. Je suis très reconnaissant pour ses précieux conseils et son soutien.

Je tiens à remercier mon co-directeur Dr. Miloud Rezkallah pour son expertise, ses conseils, et son soutien. Je suis très reconnaissant pour le temps et l'énergie qu'il a consacré à mon projet de recherche et pour son influence.

Je remercie également Hussein Ibrahim de m'avoir permis de collaborer avec le CR2I<sup>e</sup> et le centre de recherche du Cégep de Sept-Îles.

Je tiens également à remercier l'ensemble du personnel de l'ÉTS et plus particulièrement les techniciens du département génie électrique, notamment Youssef Bekbouti, Jorge Rojes Abad et Éric Pilote pour leur aide précieuse et le temps qu'ils m'ont accordés.

Je remercie également les membres du jury, pour le temps qu'ils ont consacré à ma recherche.

Enfin, j'ai une pensée particulière pour ma famille et mes amis pour leur soutien constant tout au long de cette aventure. Leurs encouragements et leur présence ont été d'une grande importance.



# **Développement, Étude et Mise en Œuvre du Contrôle Hiérarchique Intelligent pour un Microréseau Hybride dédié aux Stations de Télécommunication Isolées**

Félix DUBUISSON

## **RÉSUMÉ**

Au Canada, du fait de la géographie du pays, de nombreuses Stations de Base de Télécommunication (SBT) ne sont pas connectées au réseau électrique principal et sont donc contraintes de produire leur électricité localement à l'aide de groupes électrogènes dans des microréseaux isolés autonomes. Or, le diesel est responsable de l'émission de Gaz à Effet de Serre (GES) et son prix ne cesse de varier. De plus, les contraintes logistiques liées à l'approvisionnement et au stockage du carburant engendrent une complexité supplémentaire et entraînent une augmentation des coûts d'exploitation ce qui se répercute sur les coûts des services offerts grâce aux SBT tels que l'accès à internet ou au réseau cellulaire. Également, les Générateurs Diesel (GD) sont bruyants et peuvent, dans certains cas, perturber la faune sauvage. Toutefois, le nord du Canada possède des potentiels solaire et éolien intéressants. L'exploitation de ces Sources d'Énergie Renouvelable (SÉR) disponible localement peut contribuer à la réduction du carburant utilisé pour la génération de l'électricité au niveau des SBT. Ce qui entraînerait une diminution des émissions de GES ainsi que des coûts d'exploitation et des prix des services. Cependant, du fait du caractère stochastique des SÉR, il est recommandé de renforcer l'installation électrique des microréseaux par un Système de Stockage d'Énergie (SSÉ). Pour limiter les coûts d'investissement et garantir un accès ininterrompu à une énergie stable, les GD devraient fonctionner comme source d'énergie de secours. Cependant, le fonctionnement de sources d'énergie de natures différentes dans la même installation soulève de nouveaux défis notamment liés à la synchronisation entre les différents éléments du système, à la protection, à la maximisation du bilan énergétique, aux échanges de puissance, à la stabilité et la continuité du service. Pour résoudre ces différents défis, des algorithmes de contrôle avancés sont nécessaires. Dans ce contexte et dans le cadre de ce projet, des algorithmes de contrôle intelligents sont introduits à différents niveaux hiérarchiques afin de garantir le bon fonctionnement du microréseau. Un modèle prédictif à ensemble fini (Finite Set Model Predictive Control, FS-MPC) est proposé pour les contrôleurs de niveau primaire du contrôle hiérarchique pour assurer la maximisation de la puissance extraite des SÉRs, la régulation de la tension du bus à CC, le contrôle du SSÉ et la régulation de la tension et de la fréquence au niveau du point de raccordement du réseau local (PCC). Également, l'utilisation d'une combinaison entre le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov est utilisée pour définir la fonction de coût et diminuer la charge de calcul. Pour adapter les références de puissance active et réactive du convertisseur d'interfaçage et ainsi contrôler les échanges de puissance entre les côtés à CA et CC du microréseau, un algorithme de contrôle pour le niveau supérieur du contrôle hiérarchique est également développé et implémenté. Cet algorithme de gestion de puissance est basé sur l'implémentation en temps réel de la méthode d'optimisation BFO (Bacterial Foraging Optimization). Enfin, un protocole de communication Modus RTU (Remote Terminal Unit) est implémenté afin de permettre les

échanges d'informations entre les différents niveaux du contrôle hiérarchique. Des tests de performance de l'architecture proposée pour le microréseau hybride et son contrôle hiérarchique sont réalisés en présence de différentes conditions de fonctionnement en utilisant MATLAB/Simulink et au laboratoire.

**Mots-clés :** Microréseau électrique hybride, sources d'énergie renouvelable, générateur diesel, contrôle hiérarchique, algorithmes intelligents.

# **Development, Study, and Implementation of Intelligent Hierarchical Control for a Hybrid Microgrid dedicated to Isolated Telecommunication Base Stations**

Félix DUBUISSON

## **ABSTRACT**

Due to the geography of Canada, many Telecommunication Base Stations (SBT) cannot be connected to the main electrical grid and therefore must generate their own electricity using Diesel Generators (GD) in autonomous isolated microgrids. However, diesel is a source of greenhouse gas emissions (GHG) and its price is constantly fluctuating. Additionally, logistical constraints related to fuel storage and supply add complexity and increase operating costs, which affect services offered by SBT such as internet or cellular network access. The noise generated by GD can sometimes disturb wildlife as well. In spite of this, northern Canada offers some interesting opportunities in terms of solar and wind energy. The utilization of these locally available Renewable Energy Sources (RES) can reduce fuel consumption for electricity generation for the SBT. As a result, GHG emissions, operating costs, and service prices would be reduced. Microgrids are usually reinforced with energy storage systems to compensate for the stochastic nature of RES. GD should serve as backup power sources to limit investment costs and guarantee uninterrupted access to stable energy. The introduction of different energy sources in the same installation raises new challenges, particularly related to synchronization between the different system elements, protection, maximization of energy balance, power exchange, stability, and continuity of service. Advanced control algorithms are required to address these different challenges. In this context, intelligent algorithms are introduced at various hierarchical levels to ensure the proper functioning of the microgrid. A Finite Set Model Predictive Control (FS-MPC) is proposed for the primary level controllers of hierarchical control to ensure the maximization of the power extracted from the RESs, the regulation of the DC bus voltage, the control of the battery current and the voltage and frequency regulation at the local microgrid connection point (PCC). A combination of the FS-MPC and the Lyapunov stability theory are also used to define the cost functions while reducing computational burden. Furthermore, a control algorithm for the secondary level of hierarchical control is developed and implemented to adjust the active and reactive power references of the inverter and manage the power exchanges within the microgrid. Real-time implementation of the BFO (Bacterial Foraging Optimization) method is used for this power management algorithm. The Modbus RTU communication protocol (Remote Terminal Unit) is implemented to allow information to be exchanged between the different levels of the hierarchical control. Through MATLAB/Simulink and laboratory tests, the proposed hybrid microgrid architecture and hierarchical control system are validated under various operating conditions.

**Keywords:** Hybrid electric microgrid, renewable energy sources, diesel generator, hierarchical control, intelligent algorithms.



## TABLE DES MATIÈRES

	Page
<b>INTRODUCTION .....</b>	<b>1</b>
<b>CHAPITRE 1 REVUE DE LA LITTÉRATURE.....</b>	<b>9</b>
1.1    Introduction.....	9
1.2    Les microréseaux .....	9
1.2.1    Générateurs diesel.....	10
1.2.2    Sources d'énergie renouvelable.....	12
1.1.1.1    Systèmes Photovoltaïques.....	12
1.1.1.2    Éoliennes.....	14
1.2.3    Systèmes de stockage de l'énergie .....	16
1.2.4    Convertisseurs de puissance .....	19
1.3    Les différentes architectures des microréseaux .....	20
1.3.1    Les microréseaux à CA .....	20
1.3.2    Les microréseaux à CC.....	21
1.3.3    Les microréseaux hybrides .....	21
1.4    Stratégies de contrôle pour les microréseaux.....	22
1.4.1    Contrôles de niveau primaire.....	23
1.4.2    Contrôles de niveau secondaire .....	27
1.4.3    Contrôles de niveau tertiaire.....	30
1.5    Problématiques.....	31
1.6    Objectifs .....	32
1.7    Méthodologie .....	32
1.8    Contributions.....	33
<b>CHAPITRE 2 IMPLÉMENTATION DE LA STRATÉGIE DE CONTRÔLE FS-MPC POUR LE NIVEAU PRIMAIRE DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE.....</b>	<b>35</b>
2.1    Introduction.....	35
2.2    Présentation du microréseau à l'étude .....	35
2.2.1    Architecture du microréseau.....	35
2.2.2    Conception du filtre passif LCL .....	36
2.2.3    Modes de fonctionnement .....	38
2.3    Stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique .....	39
2.3.1    Contrôle du convertisseur à CC élévateur du système PV .....	39
2.3.2    Contrôle du convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ .....	43

2.3.3	Contrôle du convertisseur d'interfaçage.....	45
2.3.4	Contrôle du convertisseur à CC hacheur du GD .....	47
2.4	Résultats de simulation .....	49
2.4.1	Transition du mode de fonctionnement 2 vers le mode 1.....	49
2.4.2	Transition du mode de fonctionnement 1 vers le mode 2.....	51
2.4.3	Transition entre les modes de fonctionnement 2 et 3 .....	53
2.4.4	Performances du système PV .....	54
2.4.5	Influence du filtre passif sur les tensions et courants du stator de la MS du GD .....	55
2.5	Résultats expérimentaux .....	57
2.5.1	Performances dynamiques en présence de variations de la charge lors de fonctionnement en mode d'opération 2.....	57
2.5.2	Transition entre les modes de fonctionnement 1 et 2 .....	58
2.5.3	Performances dynamiques du système PV .....	59
2.5.4	Qualité de l'énergie au stator de la MS du GD .....	61
2.6	Conclusion .....	63

**CHAPITRE 3 IMPLÉMENTATION EN TEMPS RÉEL DE LA MÉTHODE  
D'OPTIMISATION BFO POUR LA GESTION DES  
PUISSEANCES POUR LE NIVEAU SECONDAIRE DU  
CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE .....** 65

3.1	Introduction.....	65
3.2	Présentation du microréseau hybride à l'étude .....	65
3.3	Stratégie de contrôle de niveau primaire basée sur le FS-MPC pour le convertisseur d'interfaçage .....	66
3.3.1	Génération de la référence de courant du convertisseur d'interfaçage .....	67
3.3.2	Prédiction du courant du convertisseur d'interfaçage .....	68
3.3.3	Détermination de la fonction de coût .....	69
3.4	Stratégie de contrôle de niveau secondaire basée sur la technique BFO pour le convertisseur d'interfaçage .....	69
3.4.1	Initialisation.....	70
3.4.2	Chimiotaxie .....	71
3.4.3	Fourmillement .....	72
3.4.4	Reproduction .....	73
3.4.5	Élimination et dispersion .....	73
3.5	Stratégie de contrôle de niveau primaire basée sur le FS-MPC pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ .....	74
3.5.1	Prédictions du courant du SSÉ .....	74
3.5.2	Estimation de la référence de courant du SSÉ.....	74
3.5.3	Détermination de la fonction de coût .....	75
3.6	Résultats de simulation .....	75
3.7	Résultats expérimentaux .....	80

3.8	Comparaison des performances de la technique proposée BFO avec la technique PSO.....	83
3.8.1	Méthode PSO.....	83
3.8.2	Résultats de simulation.....	84
3.9	Conclusion .....	87
<b>CHAPITRE 4 IMPLÉMENTATION D'UNE STRATÉGIE DE CONTRÔLE BASÉE SUR LA COMBINAISON ENTRE LE FS-MPC ET LA THÉORIE DE LA STABILITÉ DE LYAPUNOV POUR LE NIVEAU PRIMAIRE DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE.....</b>		89
4.1	Introduction.....	89
4.1	Présentation du microréseau à l'étude .....	89
4.2	Stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique .....	90
4.2.1	Contrôle du convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ .....	90
4.2.2	Contrôle du convertisseur d'interfaçage.....	93
4.2.3	Contrôle du le convertisseur à CC élévateur du système PV .....	95
4.2.4	Contrôle du convertisseur à CC élévateur de l'éolienne .....	97
4.2.5	Control du convertisseur à CC abaisseur du GD.....	98
4.3	Résultats de simulation .....	100
4.3.1	Performances du système éolien .....	100
4.3.2	Performances du système PV .....	102
4.3.3	Performances du système GD .....	103
4.4	Résultats expérimentaux .....	104
4.4.1	Performances expérimentales du système SSÉ-convertisseur d'interfaçage .....	105
4.4.2	Performances expérimentales du système éolien .....	105
4.4.3	Performances expérimentales du système PV .....	107
4.4.4	Performances expérimentales du système GD .....	109
4.5	Conclusion .....	110
<b>CHAPITRE 5 IMPLÉMENTATION DU PROTOCOLE DE COMMUNICATION MODBUS RTU POUR LA COMMUNICATION ENTRE LES TROIS NIVEAUX DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE.....</b>		113
5.1	Introduction.....	113
5.2	Le protocole Modbus .....	113
5.2.1	Modbus RTU .....	114
5.2.2	Modbus ASCII.....	114
5.2.3	Modbus TCP/IP .....	114
5.3	Protocole Modbus dans un microréseau .....	115
5.4	Fonctionnement du protocole Modbus RTU .....	116
5.5	Implémentation dans Matlab/Simulink.....	117
5.6	Conclusion .....	119

CONCLUSION.....	121
RECOMMANDATIONS .....	125
ANNEXE I PARAMÈTRES DES DIFFÉRENTS SYSTÈMES .....	127
ANNEXE II PROTOTYPE DE MICRORÉSEAU À PETITE ÉCHELLE DANS LE LABORATOIRE .....	129
BIBLIOGRAPHIE.....	134

## LISTE DES FIGURES

	Page
Figure 0.1 Accessibilité au service 4G LTE au Canada en 2018.....	2
Figure 0.2 Communautés isolées du Canada en 2016 .....	4
Figure 0.3 Potentiel photovoltaïque du Canada.....	5
Figure 0.4 Puissance éolienne moyenne à 50m au Canada .....	6
Figure 1.1 Influence des variations de l'ensoleillement (a) et de la température (b) sur les caractéristiques $I=f(V)$ et $P=f(V)$ d'un système PV .....	13
Figure 2.1 Architecture du microréseau à l'étude.....	36
Figure 2.2 Diagramme de Bode du filtre LCL.....	37
Figure 2.3 Diagramme de Bode du filtre LCL avec résistance série .....	38
Figure 2.4 Modes de fonctionnement du microréseau à l'étude.....	39
Figure 2.5 Caractéristiques du système PV pour différentes valeurs d'irradiance.....	41
Figure 2.6 Stratégie de contrôle pour le convertisseur à CC élévateur basée sur le FS-MPC .....	42
Figure 2.7 Stratégie de contrôle pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur basée sur le FS-MPC .....	43
Figure 2.8 Stratégie de contrôle du convertisseur d'interfaçage basée sur le FS-MPC.....	45
Figure 2.9 Stratégie de contrôle du convertisseur hacheur à CC basée sur le FS-MPC .....	48
Figure 2.10 Performances dynamiques du système lors de la transition du mode de fonctionnement 2 vers le mode de fonctionnement 1, tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de la charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du convertisseur à CC abaisseur du GD ( $I_{GD}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	50
Figure 2.11 Signaux de commande des IGBT S <sub>3</sub> et S <sub>4</sub> (a) et, (b) zoom de (a) entre $t = 0.46$ s et $t = 0.54$ s.....	51

- Figure 2.12 Performances dynamiques du système lors de la transition du mode de fonctionnement 1 vers le mode de fonctionnement 2, tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de la charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du convertisseur à CC abaisseur du GD ( $I_{GD}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ..... 52
- Figure 2.13 Performances dynamiques du système lors de transitions entre les modes d'opération 2 et 3, tension du PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du système PV ( $I_{PV}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ..... 54
- Figure 2.14 Performances dynamiques du système PV en présence de variations brusques de l'irradiance à  $t = 0.25$  s,  $t = 0.5$  s et  $t = 0.75$  s, puissance ( $P_{PV}$ ), tension ( $V_{PV}$ ) et courant de sortie du PV ( $I_{PV}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ..... 55
- Figure 2.15 Tension et courant mesurés au niveau du stator de la MS du GD sans filtre LCL (a), THD de la tension et du courant au stator de la MS sans filtre LCL (b), tension et courant au stator de la MS avec filtre LCL (c), THD de la tension et du courant au stator de la MS avec filtre LCL (d) ..... 56
- Figure 2.16 Résultats expérimentaux lors du fonctionnement en mode d'opération 2 de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), de la tension du PCC ( $V_{PCC}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) en présence de variations de la charge à  $t = 1.2$  s et  $t = 2.8$  s (a) ; (b) zoom de (a) entre  $t = 0.2$  s et  $t = 2.2$  s, (c) zoom de (a) entre  $t = 2$  s et  $t = 4$  s ..... 58
- Figure 2.17 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), de la tension PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du convertisseur à CC hacheur côté du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) pour les transitions du mode d'opération 1 vers le mode d'opération 2 (a) et du mode d'opération 2 vers le mode d'opération 1 (b) ..... 59
- Figure 2.18 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de la charge ( $I_{CH}$ ), du PV ( $I_{PV}$ ) et du SSÉ ( $I_B$ ) au mode 2 en présence de variations de l'irradiance à  $t = 3$  s et  $t = 7.2$  s (a) ; (b) zoom de (a) entre  $t = 1$  s et  $t = 5$  s; (c) zoom de (a) entre  $t = 5.2$  s et  $t = 9.2$  s ..... 60
- Figure 2.19 (a) Performances de la tension ( $V_{GD}$ ), du courant mesurés au stator de la MS ( $I_{GD}$ ) et du courant d'excitation de la MS ( $I_{exc}$ ) avec le filtre passif LCL, (b) sans le filtre passif LCL, (c) spectre harmonique de la tension au stator sans filtre, (e) avec le filtre, (d) spectre

harmonique de courant statorique sans filtre LCL et (f) avec filtre LCL .....	62
Figure 3.1 Architecture proposée pour un microréseau hybride SÉR-GD-ÉSS à l'étude .....	66
Figure 3.2 Stratégie de contrôle de niveau primaire et secondaire pour le contrôle du convertisseur d'interfaçage .....	67
Figure 3.3 Génération de la référence de courant du convertisseur d'interfaçage.....	68
Figure 3.4 Organigramme de la méthode BFO.....	70
Figure 3.5 Performances dynamiques de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de la charge ( $I_{CH}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ), du courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ), de la fréquence du système, du courant du SSÉ ( $I_B$ ), de l'état de charge du SSÉ (SOC) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) (a) et zoom de (a) entre $t = 1.94$ s et $t = 2.06$ s (b).....	77
Figure 3.6 Puissances actives et réactives de la charge ( $P_{ch}$ et $Q_{ch}$ ), du GD ( $P_{dg}$ et $Q_{dg}$ ) et du convertisseur d'interfaçage ( $P_f$ et $Q_f$ ).....	77
Figure 3.7 Références des puissances active et réactive générées par le gestionnaire BFO ( $P_{fr}$ et $Q_{fr}$ ) et puissances mesurées au convertisseur d'interfaçage ( $P_f$ et $Q_f$ ) .....	78
Figure 3.8 Performances en régime permanent en présence d'une charge non linéaires de type RL de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) .....	79
Figure 3.9 Spectres harmoniques : a) de la tension au PCC, b) du courant de la charge non linéaire et c) du courant du GD.....	80
Figure 3.10 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ), du courant de convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) et du courant de la charge ( $I_{CH}$ ) lors de (a) l'augmentation brusque de la charge linéaire à $t = 0.5$ s, (b) la diminution brusque de la charge linéaire à $t= 0.5$ s, (c) tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), courant du GD ( $I_{GD}$ ), courant SSÉ ( $I_B$ ) et courant de la charge ( $I_{CH}$ ) lors de l'augmentation et de la diminution brusque de la charge à $t = 0.6$ s et $t = 1.2$ s et (d) tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), le courant du GD ( $I_{GD}$ ), le courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) et le courant de la charge ( $I_{CH}$ ) en présence d'une charge non linéaire RL.....	82

Figure 3.11 Spectres harmoniques (a) de la tension au PCC, (b) du courant du GD et (c) du courant de la charge non linéaire.....	83
Figure 3.12 Sorties des contrôleurs BFO et PSO ( $\theta_{rP}$ et $\theta_{rQ}$ ) en présence de variations brusques des charges.....	85
Figure 3.13 Puissances actives et réactives du système estimé en présence de variations de charge en utilisant les deux techniques d'optimisation.....	86
Figure 4.1 Architecture du microréseau à l'étude.....	90
Figure 4.2 Performances dynamiques du système éolien de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	101
Figure 4.3 Formes d'ondes de la tension ( $V_{stator}$ ) et du courant ( $I_{stator}$ ) au stator de la machine BLDC utilisée avec l'éolienne, du courant à la sortie du convertisseur élévateur ( $I_{WT}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	102
Figure 4.4 Performances dynamiques du système PV de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur du système PV ( $I_{PV}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )...103	
Figure 4.5 Performances dynamiques du système GD de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur du GD ( $I_{GD}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ).....104	
Figure 4.6 Performances dynamiques lors de la varions de la charge à $t = 1.2$ s et $t = 2.8$ s de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	105
Figure 4.7 Performances dynamiques (a) et (b) de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur élévateur de l'éolienne ( $I_{WTb}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ; (c) des courants de la charge ( $I_{CH}$ ), du SSÉ ( $I_B$ ) et du convertisseur de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ; (d) de la tension ( $V_{stator}$ ) et du courant ( $I_{stator}$ ) à la sortie de la machine BLDC, le courant à la sortie du convertisseur ( $I_{WT}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	107
Figure 4.8 Performances dynamiques lors de la variation de l'irradiance à $t = 2$ s (a) et (b) et de la charge à $t = 3$ s à $t = 7$ s (c) des courants de charge ( $I_{CH}$ ), de SSÉ ( $I_B$ ) et du système PV ( $I_{PV}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )..108	

Figure 4.9 Performances dynamiques lors de la connexion (a) et de la déconnexion (b) du GD et de la charge (c) des courants de charge ( $I_{CH}$ ), de SSÉ ( $I_B$ ) et du GD ( $I_{GD}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) .....	110
Figure 5.1 Forme d'onde d'un message Modbus sur la connexion RS-485 .....	118



## **LISTE DES ABRÉVIATIONS, SIGLES ET ACRONYMES**

4G	4 <sup>ème</sup> génération
5G	5 <sup>ème</sup> génération
ACO	Ant Colony Optimization,
BFO	Bacterial Foraging Optimization
BLDC	Brushless DC
CA	Courant Alternatif
CC	Courant Continu
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control
CRC	Contrôle de Redondance Cyclique
FS-MPC	Finite Set Model Predictive Control
GA	Genetic Algorithm
GD	Générateur Diesel
GS	Générateur Synchrone
GES	Gaz à Effet de Serre
GWO	Grey Wolf Optimizer
INC	Incremental Conductance
LTE	Long Term Evolution
MADA	Machine À Double Alimentation
MPPT	Maximum Power Point Tracking
MS	Machine Synchrone
MSAP	Machine Synchrone à Aimants Permanents
NSGA	Non-Dominated Storing Genetic Algorithm
P&O	Perturbation et Observation
PCC	Point de Couplage Commun
PI	Proportionnel Intégral
PID	Proportionnel Intégral Dérivé
PLL	Phase Locked Loop
PPM	Point de Puissance Maximale

PSO	Particle Swarm Optimization
PV	Photovoltaïque
RNA	Réseaux De Neurones Artificiels
RTU	Remote Terminal Unit
SA	Simulated Annealing
SBT	Stations de Base de Télécommunication
SÉR	Sources d'Énergie Renouvelable
SMC	Sliding Mode Control
SoC	État de charge de la batterie (State of Charge)
SSÉ	Système de Stockage d'Énergie
TIC	Technologies de l'Information et de la Communication
THD	Taux de Distorsion Harmonique

## **LISTE DES SYMBOLES ET UNITÉS DE MESURE**

V	Tension, V
I	Courant, I
P	Puissance active, W
Q	Puissance réactive, VAr
L	Inductance, H
R	Résistance, $\Omega$
C	Capacité d'un condensateur, F
S	Signal de commande
f	Fréquence, Hz
G	Irradiance, $\text{W/m}^2$
T	Température, K



## INTRODUCTION

D'après (Colin, Ian, Graham, Howard, & Malcolm, 2009), les Technologies de l'Information et de la Communication (TIC) représentaient, en 2009, 3% de la consommation électrique mondiale et 2% des émissions de CO<sub>2</sub>. D'après (Van Heddeghem et al., 2014), la part des TIC dans la consommation d'électricité mondiale est passé de 3.9% en 2001, à 4.6% en 2012. Pour arriver en 2013 à 10% de l'électricité mondiale consommée avec 1500 TWh (Miozzo, Piovesan, & Dini, 2020). Et, il est estimé qu'en 2050 les TIC pourraient représenter jusqu'à 51% de la consommation électrique et jusqu'à 23% des émissions de GES (Piovesan, López-Pérez, Miozzo, & Dini, 2021).

En 2009, les réseaux de communication radio représentaient 9% de la consommation des TIC et seulement 10% de cette énergie était consommée par les utilisateurs, les 90% restant étant consommés par les SBT (Colin et al., 2009). Et en 2011, il est estimé que les SBT consomment 80% de l'énergie consommée par les réseaux cellulaires (Auer et al., 2011).

D'après (Humar et al., 2011), les SBT ont une durée de vie de 10 ans, cette estimation se base sur la durée de vie commerciale qui est souvent plus courte que la durée de vie technique. En effet, du fait de l'émergence rapide de nouvelles technologies, les équipements sont souvent remplacés avant la fin de leur durée de vie. Et, avec le développement de nouvelles technologies et l'évolution des usages comme l'internet des objets (Internet of Things, IoT), l'augmentation du streaming vidéo, le recours au stockage dans le cloud; le trafic de données mobiles ne cesse d'augmenter. D'autre part, on assiste déjà au déploiement de la 5<sup>ème</sup> génération (5G) de réseau mobile. Seulement, le déploiement de la 5G requiert l'installation de nouvelles SBT qui nécessitent de grande quantité d'énergie pour fonctionner. La 5G nécessite un maillage d'antenne plus serré, le rayon de la couverture du signal d'un réseau 5G est de 100 à 300 m alors que pour le réseau 4<sup>ème</sup> génération (4G) est supérieur à 1 km. Ce qui implique une densité trois à quatre fois plus élevée pour le réseau 5G par rapport au réseau 4G. De plus, il est estimé qu'une SBT qui déploie un service 5G nécessite environ 70% de plus

d'énergie qu'une SBT qui déploie des signaux de 2<sup>ème</sup>, 3<sup>ème</sup> et 4<sup>ème</sup> génération. Ainsi, du fait de l'augmentation du nombre de SBT et des quantités d'énergie nécessaires, il est estimé que les SBT 5G consommeraient plus de neuf fois plus d'énergie que les SBT 4G. De ce fait, le déploiement de la 5G pourrait amener à des problèmes d'approvisionnement en énergie. (Israr, Yang, Li, & Zomaya, 2021; Meng et al., 2022; Q. Wang et al., 2020).

En 2018, les réseaux mobiles couvraient environ un cinquième du territoire canadien et touchaient 99% de la population. Et le réseau 4G LTE (Long Terme Evolution) était à la disposition de 95 à 99% de la population canadienne à la fin 2018. On peut voir sur la figure 0.1 que le nord du Québec, de l'Ontario et de la Colombie-Britannique, en plus du Yukon, des Territoires du Nord-Ouest et du Nunavut, sont peu ou pas couvert par le réseau 4G LTE. À cette même période, le réseau LTE couvrait 87% des principales routes et autoroutes canadiennes, laissant environ 14 700 km sans couverture. (Gouvernement du Canada, 2019).

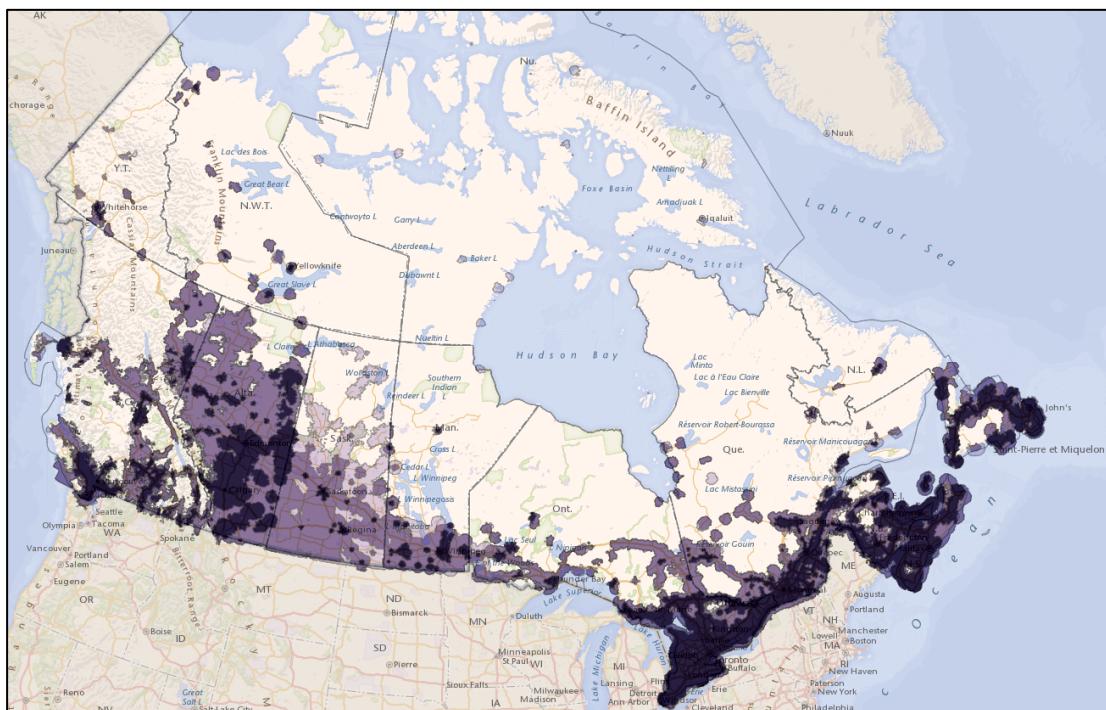


Figure 0.1 Accessibilité au service 4G LTE au Canada en 2018  
Tiré de (Gouvernement du Canada, 2019)

D'autre part, étant donné la taille du territoire canadien comparée à sa population, le réseau électrique ne couvre pas l'intégralité du territoire et, de nombreuses communautés ne sont pas connectées au réseau électrique principal. Ces communautés ont alors accès à l'électricité grâce à leur propre petit réseau autonome appelé microréseau. On dénombre 279 communautés isolées, ce qui représente environ 185,000 habitants. Comme le montre la figure 0.2, elles se situent surtout en Colombie-Britannique, dans le nord de l'Ontario, le nord du Québec, le nord du Labrador et dans le Yukon, les Territoires du Nord-Ouest et le Nunavut. Certaines communautés sont accessibles par routes alors que d'autres ne le sont que par avion, par bateau ou bien par route d'hiver. Et, 240 de ces communautés sont dépendantes principalement du diesel pour produire leur électricité, ce qui est extrêmement coûteux. En effet, les coûts du diesel sont variables d'une part, et d'autre part il faut prendre en compte les coûts liés au transport par avion, bateau ou camion ce qui implique des coûts d'accès à l'énergie plus élevés pour les consommateurs.

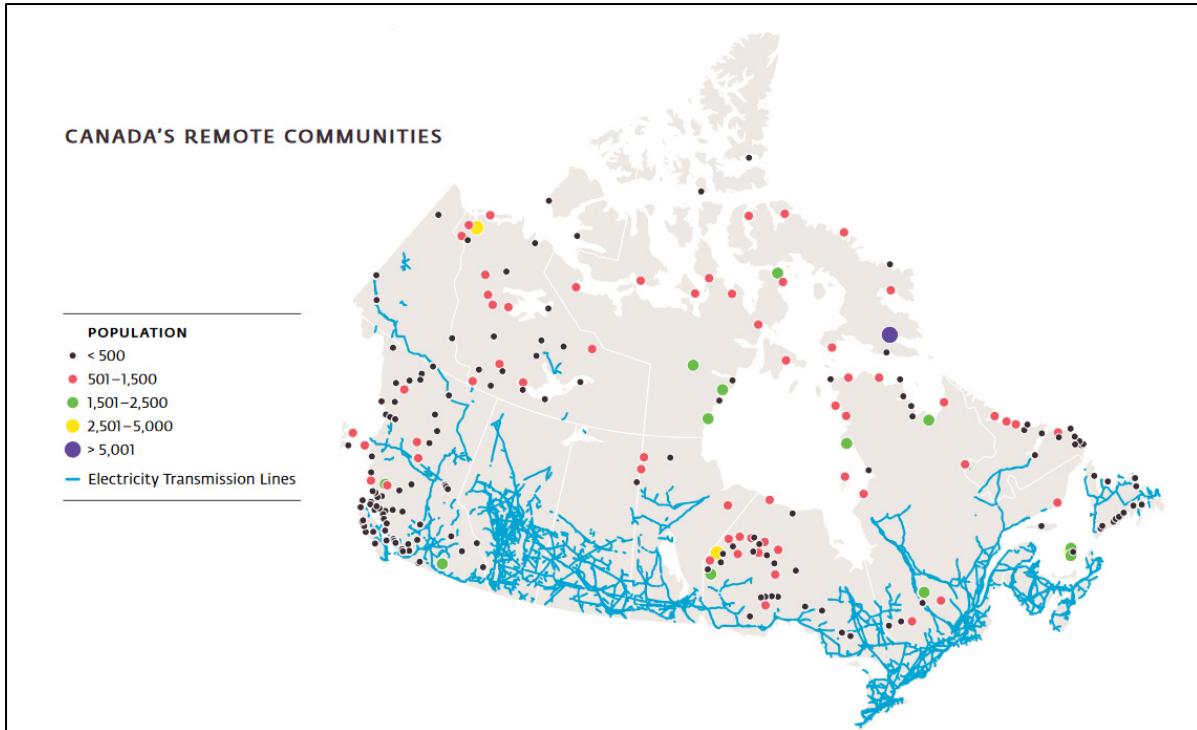


Figure 0.2 Communautés isolées du Canada en 2016  
Tiré de (Arriaga, Brooks, & Moore, 2016)

D'après (Lovekin, Moorhouse, Morales, & Salek, 2020), 682 millions de litres de diesel ont été consommés en 2020 dans les communautés isolées, deux tiers pour la génération de chaleur et un tiers pour la production d'électricité. Entre 2015 et 2020, une réduction de plus de 12 millions de litres de diesel par année a été réalisée grâce à diverses mesures d'efficacité énergétique, de production de chaleur et d'électricité à partir de sources renouvelables ou de raccordement au réseau principal. Le nombre de projets liés aux énergies renouvelables a presque doublé et la capacité de production solaire a été multipliée par onze.

De la même manière, les SBT isolées sont dépendantes du diesel, ce qui implique une augmentation des coûts de fonctionnement qui se répercute sur les coûts des services pour les consommateurs des régions isolées. Cependant, le nord du Canada possède des potentiels éoliens et solaires intéressants comme le montrent les figures 0.3 et 0.4. Le potentiel

photovoltaïque est plus faible au Nord, mais il reste intéressant et le potentiel éolien est plus intéressant vers les côtes et dans le nord du Québec par exemple.

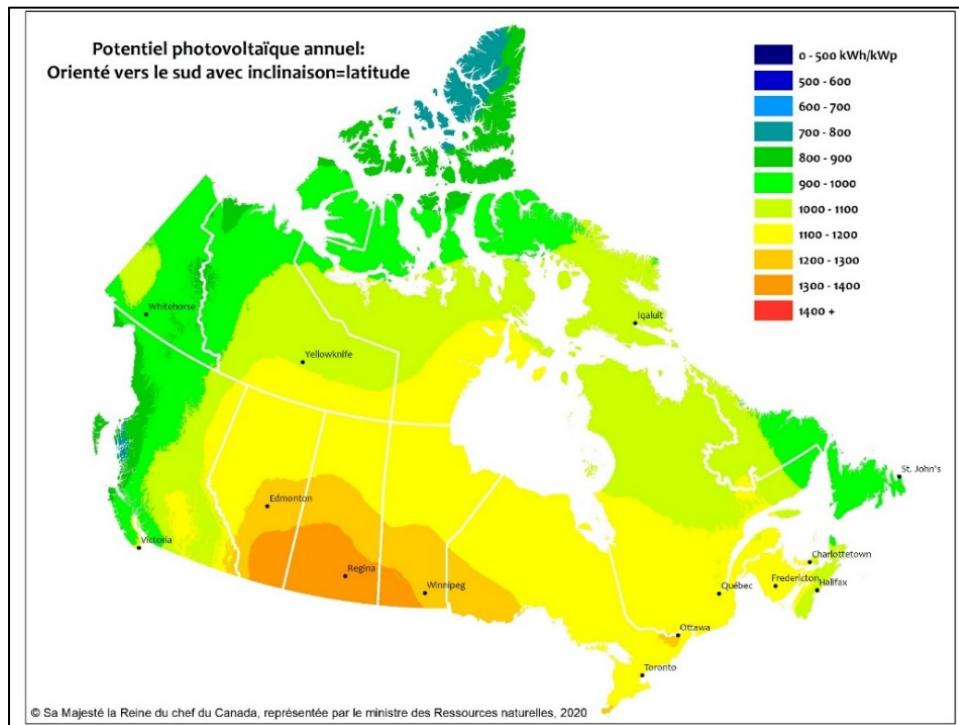


Figure 0.3 Potentiel photovoltaïque du Canada  
Tiré de (Ressources naturelles Canada, 2020)

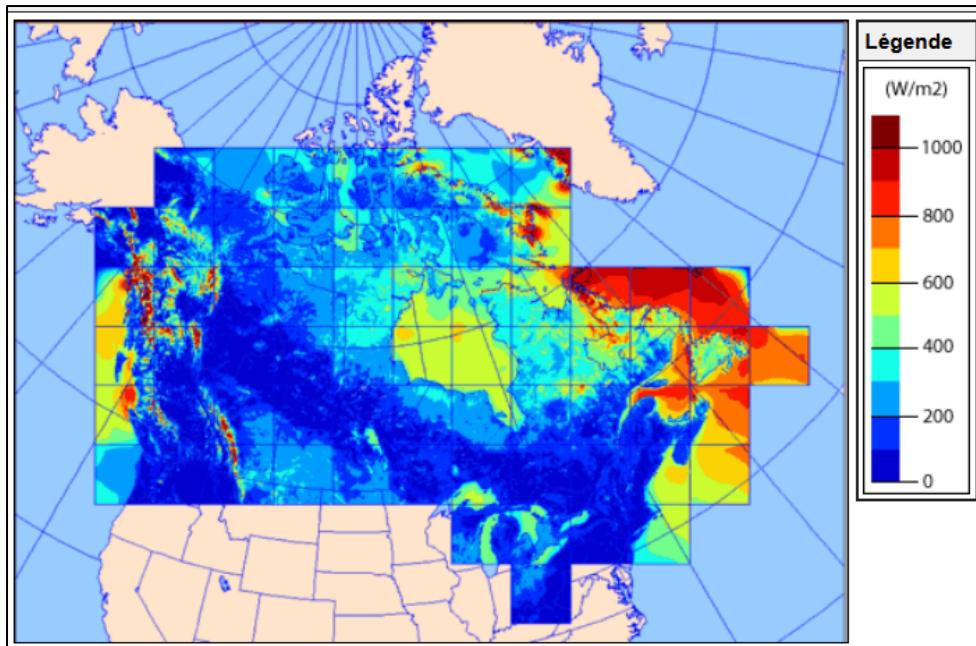


Figure 0.4 Puissance éolienne moyenne à 50m au Canada  
Tiré de (Environnement et Changement climatique Canada,  
Gouvernement du Canada, 2016)

Ainsi, l'introduction de SÉR disponibles localement dans ces microréseaux isolés permet de diminuer la quantité de diesel nécessaire au fonctionnement des SBT. En conséquence, les coûts d'exploitation ainsi que les émissions de GES sont diminués. Cependant, l'introduction de sources d'énergie stochastiques de natures différentes dans un microréseau autonome et isolé représente de nombreux défis tels que : la maximisation du bilan énergétique des SÉR, les échanges de puissances entre les différentes sources d'énergie, le système de stockage et les charges ainsi que la qualité de l'énergie. Ainsi des algorithmes de contrôle sophistiqués doivent être utilisés afin de garantir un réseau fiable, stable et sécuritaire en tout temps.

Ainsi, ce travail de recherche vise à concevoir et développer un système innovant de production de l'énergie verte pour les stations de télécommunication dans le nord du Canada. Différentes topologies de microréseau regroupant un GD, un système PV, une éolienne, un SSÉ et des charges linéaires et non linéaires sont proposées. Et un contrôle hiérarchique est proposé afin d'assurer le fonctionnement optimal du microréseau en tout temps. Ce bon fonctionnement se

caractérise par la minimisation de la quantité de carburant utilisée, l'extraction du maximum de puissance des sources d'énergie renouvelables, la régulation des tensions alternative et continue ainsi que de la fréquence en présence de variations des conditions météorologiques et des charges. Également, la qualité de l'énergie est prise en considération et notamment la correction des harmoniques générées par les charges non linéaires. La commande prédictive par modèle est utilisée pour les contrôleurs locaux, c'est-à-dire les contrôleurs de niveau inférieur. Un gestionnaire de puissance basé sur la méthode métaheuristique BFO est proposé afin de calculer en temps réel les références de puissance active et réactive du convertisseur d'interfaçage connecté en parallèle au GD. Aussi, une stratégie de contrôle basé sur la commande prédictive par modèle et la théorie de stabilité de Lyapunov est proposée pour définir la fonction de coût tout en diminuant la charge de calcul dans un microréseau où différentes sources d'énergie sont connectées au bus à CC. Enfin, le protocole de communication Modbus RTU basé sur une connexion RS-485 est développé afin de permettre les échanges d'informations entre les différents contrôleurs de niveaux différents.



## **CHAPITRE 1**

### **REVUE DE LA LITTÉRATURE**

#### **1.1 Introduction**

Ce chapitre vise à remettre en contexte les différents enjeux liés à l'intégration de SÉR dans les microréseaux autonomes et isolés.

#### **1.2 Les microréseaux**

Un microréseau est défini comme un réseau basse tension composé de plusieurs sources d'énergie généralement renouvelables, d'un ou de plusieurs systèmes de stockage de l'énergie et de charges. Le microréseau peut être connecté au réseau électrique principal avec la capacité de s'en isoler ou bien il peut être autonome, c'est à dire, jamais connecté au réseau électrique principal. Les microréseaux peuvent être à CA ou à CC ou bien se baser sur une topologie hybride CA-CC qui permet de tirer avantages des deux topologies. Au cours des dernières années, les microréseaux ont gagné en popularité et attractivité compte tenu de leur efficacité, fiabilité, flexibilité et évolutivité (Espina et al., 2020; Olivares et al., 2014).

Le développement des microréseaux est motivé par différentes raisons. Pour les microréseaux connectés au réseau électrique principal, ils permettent d'améliorer la sécurité énergétique en cas de conditions climatiques extrêmes, de défaillances en cascade sur le réseau ou même en cas d'attaques physiques ou informatiques. En ce qui concerne, les microréseaux isolés et connectés, des bénéfices économiques permettent également leur développement. En effet, le développement des SÉR au sein des microréseaux permet de réduire le recours aux énergies fossiles et ainsi permet de diminuer les coûts de fonctionnement des réseaux. Enfin, le développement des SÉR permet de réduire les émissions de GES lorsqu'elles remplacent des sources d'énergie conventionnelle (Hirsch, Parag, & Guerrero, 2018).

Ainsi, on retrouve habituellement dans les microréseaux isolés des SÉR, généralement des systèmes photovoltaïques (PV) et des éoliennes, des SSÉ, généralement des batteries, afin de lisser les oscillations et de stocker les surplus d'énergie des SÉR pour les redistribuer lors des périodes où elles ne produisent pas ou peu. Enfin, il est généralement recommandé d'intégrer une source d'énergie commandable afin de garantir une alimentation ininterrompue en tout temps, et c'est généralement un GD qui est utilisé comme source d'énergie de secours malgré ses inconvénients (Merei, Berger, & Sauer, 2013; Olatomiwa, Mekhilef, Huda, & Sanusi, 2015).

### 1.2.1 Générateurs diesel

Un GD se compose d'un moteur diesel couplé à une machine électrique et il existe différentes topologies à vitesse constante ou variable notamment. Dans la plupart des microréseaux isolés autonomes, une machine synchrone (MS) est utilisée pour des applications à vitesse constante, le moteur diesel est mis en rotation par la combustion interne du carburant et cette énergie mécanique est ensuite transformée en énergie électrique par le Générateur Synchrone (GS). Ainsi, le gouverneur régule la fréquence au PCC en ajustant la quantité de diesel envoyée en combustion et la tension au PCC est régulée par un AVR (Automatic Voltage Regulation) qui ajuste le courant du stator.

Cependant, en plus d'être responsable de l'émission de GES, d'être coûteux et bruyant. Les GD possèdent d'autres désavantages. Par exemple, lorsque le GD alimente une faible charge, son efficacité diminue et en présence de charges non linéaires, les courants harmoniques réduisent la durée de vie de la MS s'ils ne sont pas compensés.(Sharma, Singh, & Mishra, 2020; Tiwari, Singh, & Goel, 2019). L'utilisation de GD dans des microréseaux hybrides comprenant notamment un SSÉ permet de compenser ces deux désavantages. En effet, le GD peut être opéré à sa puissance nominale et être arrêté et déconnecté lorsque les autres sources d'énergie ou le SSÉ peuvent alimenter les charges. Également, l'utilisation d'un convertisseur d'interfaçage permet l'utilisation d'une stratégie de contrôle permettant de compenser les

courants harmoniques et ainsi de garantir la qualité de l'énergie (Narayanan, Kewat, & Singh, 2021). D'autre part, la connexion d'un GD au PCC d'un microréseau nécessite des stratégies de contrôle complexes. En effet, afin d'assurer une transition fiable et sécuritaire entre les différents modes de fonctionnement, la détection des phases doit être faite notamment à l'aide de boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop, PLL) afin d'éviter les échanges de puissance réactive (Rezkallah et al., 2021). Et, le PLL doit être capable de fonctionner en présence de perturbations telles que les harmoniques, le débalancement des phases ou les variations d'amplitude. De nombreux PLL sont proposés dans la littérature pour fonctionner en présence de variations ce qui rend les stratégies de contrôle plus complexes (Rasheduzzaman & Kimball, 2019).

Pour faire face à ces inconvénients, différentes topologies ont été proposées par (Rezkallah, Chandra, Singh, & Singh, 2019), où différentes machines tournantes à vitesse variable sont connectées au bus à CC du microréseau permettant ainsi d'utiliser un seul convertisseur d'interfaçage afin de relier les différentes sources d'énergie connectées au bus à CC aux charges connectées au PCC. Ces topologies nécessitent plus de convertisseurs notamment pour connecter des sources d'énergie générant du CA au bus à CC, mais permettent de simplifier la stratégie de contrôle utilisée avec le convertisseur d'interfaçage et de se passer de l'utilisation de PLL.

L'utilisation de GD à vitesse variable est proposée notamment dans (Rezkallah, Dubuisson, et al., 2022). En effet, ils permettent de diminuer la quantité de diesel consommée par le moteur en présence de faible charge. Une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) peut être utilisée pour des applications à vitesses variables. Cependant, des convertisseurs de puissance sont nécessaires et les stratégies de contrôle sont plus complexes.

### 1.2.2 Sources d'énergie renouvelable

Il existe différentes SÉR telles que les énergies solaire, éolienne, hydraulique, la biomasse ou encore la géothermie. Elles possèdent toutes des caractéristiques différentes et sont donc plus ou moins adaptées pour les microréseaux isolés. On se concentrera dans cette thèse sur les énergies éolienne et solaire PV.

#### 1.2.2.1 Systèmes Photovoltaïques

Les systèmes PV transforment les rayonnements lumineux en courant électrique et possèdent de nombreux avantages. Ils nécessitent peu de maintenance, sont peu sujets à l'usure, car il n'y a pas de pièces en mouvement, sont silencieux et faciles à installer et ils n'émettent pas de GES pendant leur utilisation. De plus, la puissance de sortie peut aller de quelques microwatts à plusieurs gigawatts dépendamment du nombre et des connexions entre les modules du système PV (Sarvi & Azadian, 2022).

Le comportement des systèmes PV dépend des propriétés physiques des semi-conducteurs à l'intérieur des cellules PV. Et ainsi, les caractéristiques des systèmes PV sont décrites par des équations non linéaires. La puissance de sortie dépend de l'irradiance et de la température des panneaux et la figure 1.1 montre les caractéristiques  $I=f(V)$  et  $P=f(V)$  d'un système PV pour différentes valeurs d'ensoleillement à température constante (a) et différentes valeurs de température à irradiance constante (b). Ainsi, on observe que la puissance de sortie d'un système PV augmente lorsque l'irradiance augmente et que la température diminue.

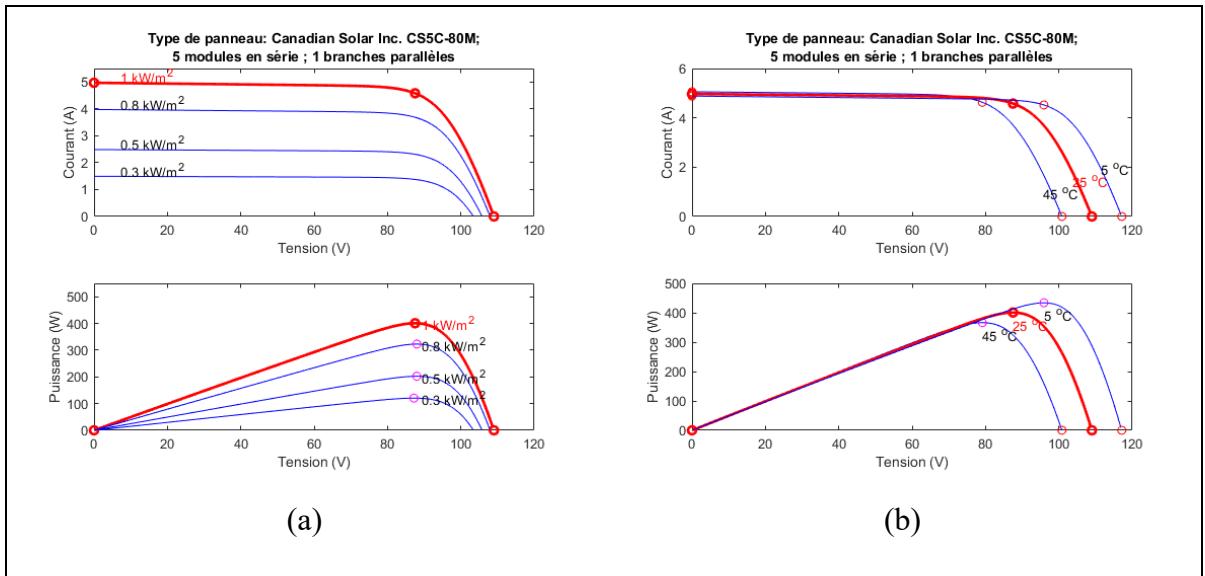


Figure 1.1 Influence des variations de l'ensoleillement (a) et de la température (b) sur les caractéristiques  $I=f(V)$  et  $P=f(V)$  d'un système PV

En conséquence, il est recommandé d'utiliser un convertisseur pour connecter le système PV au microréseau et d'utiliser un algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking). On retrouve dans la littérature de nombreux algorithmes MPPT qui permettent d'opérer le système PV à son Point de Puissance Maximale (PPM) et ainsi d'extraire le maximum de puissance du système PV (Bollipo, Mikkili, & Bonthagorla, 2021; Eltawil & Zhao, 2013). Les méthodes Perturbation et Observation (P&O) (Femia, Petrone, Spagnuolo, & Vitelli, 2005) ou Conductance Incrémental (Incremental Conductance , INC) (Safari & Mekhilef, 2011) sont des méthodes simples à implémenter, mais qui montrent des limitations lors de variations rapides de l'irradiance et, des oscillations autour du PPM sont parfois observées. Ainsi, des méthodes plus complexes ont été proposées, elles sont notamment basées sur la logique floue (Lalouni, Rekioua, Rekioua, & Matagne, 2009) , les réseaux de neurones artificiels (RNA) (Elobaid, Abdelsalam, & Zakzouk, 2015) ou bien des méthodes métahéuristiques comme la méthode d'optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization, PSO) (Ishaque, Salam, Amjad, & Mekhilef, 2012). Ces méthodes plus complexes nécessitent plus de puissance de calcul et pour les RNA, une base de données importante est nécessaire pour

entrainer le réseau. Cependant, pour les RNA et la logique floue, le contrôleur n'a pas besoin d'information à propos du modèle.

Récemment, avec l'augmentation des capacités de calcul des microcontrôleurs, la commande prédictive par modèle a été proposée pour des applications PV (Lashab, Sera, Guerrero, Mathe, & Bouzid, 2018). Cette méthode permet d'obtenir de très bonnes performances en présence de variations sévères des conditions d'ensoleillement. Une convergence rapide est observée tout en réduisant les oscillations autour du PPM (Pradhan & Panda, 2020). (Lashab, Sera, & Guerrero, 2019) proposent d'inclure le modèle des panneaux PV dans le contrôleur basé sur la commande prédictive, ce qui permet au contrôleur d'être plus réactif en cas de variations rapides des conditions d'ensoleillement. (Metry, Shadmand, Balog, & Abu-Rub, 2017) proposent d'utiliser le contrôle prédictif pour le suivi du PPM d'un système PV, mais sans utiliser le capteur de courant, qui est généralement utilisé par les algorithmes MPPT, afin de simplifier le système, diminuer les coûts et augmenter la fiabilité. Cette méthode est ensuite améliorée afin de rendre le contrôleur adaptatif et ainsi permettre un réglage automatique et en temps réel des paramètres dans le but d'améliorer les performances dans (Metry & Balog, 2020). La commande prédictive est également utilisée pour le contrôle d'un onduleur triphasé pour injecter le maximum de puissance extraite d'un système PV vers le réseau dans (Lekouaghet, Boukabou, Lourci, & Bedrine, 2018). Et dans (Dehghanzadeh, Farahani, Vahedi, & Al-Haddad, 2018), la commande prédictive par modèle à contrôle continu (Continuous Control Set Model Predictive Control, CCS-MPC) est comparée avec une stratégie de contrôle classique se basant sur des régulateurs Proportionnel Intégral (PI) conventionnels. Les résultats de simulation obtenus montrent de meilleures performances dynamiques et un meilleur rejet des perturbations pour la commande prédictive, ce qui permet d'extraire plus de puissance du système PV.

### 1.2.2.2 Éoliennes

Une éolienne permet de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique puis en énergie électrique grâce à un générateur. Il existe différentes topologies qui possèdent chacune

des avantages et des inconvénients et permettent des connexions différentes dans les microréseaux.

Les Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sont relativement populaires, car elles peuvent fonctionner à vitesse variable et même en présence de vitesse de vent faible. Du fait de la présence des aimants permanents, il n'y a pas de système d'excitation à alimenter et à contrôler, ce qui rend le système plus simple et diminue le besoin de maintenance comparativement aux autres topologies. Également, du fait de l'auto-excitation, la MSAP est efficace, fonctionne avec un facteur de charge plus haut, ses pertes sont faibles et elle possède une densité énergétique élevée et un nombre de paires de pôles plus grand. Les éoliennes basées sur les MSAP sont généralement connectées aux microréseaux à travers des convertisseurs afin de découpler les machines du réseau pour permettre leur fonctionnement à vitesse variable, mais aussi de s'affranchir du contrôle de l'angle des pâles (Engleitner, Nied, Cavalca, & da Costa, 2018; Tazi, Abbou, & Abdi, 2020) .

La Machine À Double Alimentation (MADA) est également proposée pour le fonctionnement des éoliennes à vitesse variable. Elle permet de réduire la puissance des convertisseurs et elle démontre une grande efficacité énergétique et de faibles pertes et est moins bruyante. On retrouve dans la littérature de nombreuses références détaillant son fonctionnement et son intégration aussi bien dans des microréseaux autonomes que connectés au réseau électrique principal (Kumar Tiwari, Singh, & Goel, 2018; Puchalapalli, Tiwari, Singh, & Goel, 2020).

La machine asynchrone, également connue sous le nom de machine à induction, représente une alternative adéquate pour les éoliennes de faible puissance dans les microréseaux. Cette machine possède un rotor résistant grâce à l'absence d'alimentation et de balais, ce qui réduit considérablement les besoins de maintenance et simplifie son utilisation. Cependant, la machine nécessite alors un apport de puissance réactive pour fonctionner, mais une batterie de condensateurs peut être utilisée pour la magnétisation (Nayanan, Kumaresan, & Ammasai Gounden, 2016a, 2016b).

Les Machines à CC sans Balais (Brushless DC, BLDC) utilisées comme génératrice pour des applications éoliennes démontrent de nombreux avantages : un bon rendement sur une large plage de fonctionnement, peu de maintenance et une grande durabilité. De plus, elles sont compactes et ont une grande densité de puissance (Milivojevic, Krishnamurthy, Emadi, & Stamenkovic, 2011). Les BLDC ont reçu beaucoup d'attention en raison de leurs performances supérieures à celle des moteurs à CC conventionnels et des moteurs à CA (Zahab, Zaki, & El-sotouhy, 2017).

### 1.2.3 Systèmes de stockage de l'énergie

Pour les microréseaux isolés, il est recommandé d'intégrer un SSÉ en parallèle des SÉR afin de compenser leur caractère intermittent et les oscillations qu'elles génèrent. Les technologies que l'on retrouve généralement pour les applications de microréseau sont les volants d'inertie, les systèmes de stockages par air comprimé, les super-capacités, les systèmes de stockage magnétique supraconducteur, les systèmes de stockage magnétique supraconducteur, le stockage par hydrogène et les batteries et les systèmes de stockage hybride qui intègrent plusieurs technologies différentes (Faisal et al., 2018).

Le stockage par volants d'inertie permet de stocker de l'électricité sous forme d'énergie cinétique en mettant en rotation un disque. Pour récupérer l'énergie, le disque est ralenti ce qui crée un couple résistant qui est ensuite transformé en énergie électrique grâce à un générateur. Les volants d'inertie possèdent de nombreux avantages : une densité de puissance et un rendement élevé, un faible coût de maintenance et un nombre de cycles de charge/décharge presque illimité. Cependant, les coûts initiaux et l'autodécharge sont importants. Enfin, la densité énergétique est relativement faible, ce qui limite le développement de cette technologie (Tan, Li, & Wang, 2013).

Le stockage par air comprimé implique de comprimer de l'air à haute pression dans un réservoir ou une cavité souterraine. Puis de le libérer et d'utiliser une turbine et un générateur afin de transformer l'énergie mécanique en énergie électrique. Cette technologie est plus adaptée pour les systèmes à grande échelle et, le principal défi devient alors d'identifier et de sélectionner les cavités souterraines ou les réservoirs qui seront utilisés (Chauhan & Saini, 2014).

Les super capacités stockent directement de l'électricité ce qui permet un temps de réponse très court. Cette technologie a pour caractéristiques une densité de puissance très élevée et une densité énergétique très faible, ils ont également un très grand nombre de cycles charge/décharge. Les principaux inconvénients sont les coûts et l'autodécharge qui sont relativement importants (Choudhury, 2022).

Avec le stockage magnétique supraconducteur, l'énergie est stockée dans un champ magnétique en faisant circuler un courant continu dans un matériau supraconducteur. La température de la bobine doit être contrôlée afin de réduire les pertes en chaleur qui peuvent entraîner des instabilités. Le principal avantage de ce genre de système est sa rapidité, la puissance est disponible quasiment instantanément et de grandes quantités peuvent être atteintes. Du fait du système de refroidissement qui nécessite également de l'énergie et des coûts des matériaux supraconducteurs, ce type de stockage est principalement utilisé pour du stockage de courte durée (Tan et al., 2013).

Les piles à combustible à hydrogène sont des dispositifs électrochimiques qui produisent de l'électricité à partir de la réaction entre l'oxygène et l'hydrogène. Le principal avantage de ce type de stockage est qu'il n'émet que de la vapeur d'eau. Cependant, les coûts initiaux sont relativement élevés. Dans le cas d'un microréseau isolé, le transport et le stockage de l'hydrogène peuvent entraîner des contraintes liées à la sécurité du fait que c'est un gaz inflammable. Pour s'affranchir de cette question du transport, la production d'hydrogène sur site peut être envisagée, mais elle implique une complexification du système (Choudhury, 2022).

Les batteries permettent de stocker de l'énergie sous forme électrochimique et c'est la technologie la plus populaire dans les microréseaux du fait de ses nombreux avantages tels que la facilité d'implémentation et le faible coût comparativement aux autres systèmes de stockage. De plus plusieurs batteries peuvent être connectées en série et en parallèle pour adapter la puissance et la tension du système de batterie pour répondre aux critères spécifiques de chaque application. Également, elles ne nécessitent pas ou peu d'infrastructure pour être déployées, ce qui rend leur installation rapide et facile. Elles sont également fiables et possèdent de bonnes densités énergétiques. Toutefois, l'intégration de batteries dans un microréseau soulève de nouveaux défis et il faut intégrer aux systèmes de contrôle des protections contre la surcharge et la décharge profonde qui réduisent la durée de vie des batteries (Díaz, Luna, Vasquez, & Guerrero, 2017).

Il existe différents types de batteries, le fonctionnement général reste le même et est basé sur une réaction d'oxydoréduction, mais les matériaux utilisés peuvent changer. Les principales technologies sont Acide-Plomb, Lithium-ion, Nickel-Cadmium et Sodium-Sulfure. Ces différentes technologies ont des avantages et des inconvénients différents et sont donc plus ou moins adaptées pour chaque application.

Les batteries Acide-Plomb sont les plus utilisées du fait de leur haute efficacité et de leur faible coût. Elles possèdent également de bonnes rétentions de charge, un temps de réponse faible et une longue durée de vie. Cependant, elles souffrent de défaillance prématurée à cause de la sulfatation et la durée de vie en cycle de charge est plus faible. Également, elles nécessitent un apport en eau ce qui les rend moins adaptées pour une application isolée (Faisal et al., 2018).

Les batteries Lithium-Ion ont gagné en popularité plus récemment par rapport aux batteries Acide-Plomb. Elles possèdent de nombreux avantages comme une haute efficacité, une grande densité énergétique, un temps de réponse rapide et une faible autodécharge. Les désavantages de cette technologie sont la sensibilité aux décharges profondes et aux écarts de température et

également le coût relativement élevé. Il y a également des risques d'explosion en cas de mauvaise utilisation (Chen, Gooi, & Wang, 2012).

Les batteries Nickel-Cadmium peuvent supporter des températures très basses et possèdent une densité énergétique élevée ainsi qu'une grande capacité de décharge. Cependant, elles contiennent des métaux toxiques et polluants, sont sensibles à l'effet mémoire et à l'autodécharge et ont une plus faible durée de vie (Fu et al., 2013; Oliveira et al., 2021).

Les batteries Sodium-Sulfure ont une longue durée de vie, une densité énergétique élevée et un faible coût du fait des matériaux utilisés qui sont disponibles en grande quantité. Toutefois, la température de fonctionnement de ces batteries est entre 300 et 350°C et un système de contrôle de la température est donc nécessaire ce qui implique une complexification du système et une augmentation des coûts (Mutarraf, Terriche, Niazi, Vasquez, & Guerrero, 2018).

Comme on l'a vu, les différents SSÉ ont des caractéristiques différentes et il peut être intéressant de les combiner. En effet, pour certaines applications, il peut être intéressant d'utiliser une technologie avec une densité énergétique importante, mais une densité de puissance plus faible, comme une batterie, avec une technologie qui a une densité de puissance plus élevée mais une densité énergétique plus faible, comme une super-capacité ou un volant d'inertie par exemple. Ainsi, il est possible de tirer profit des avantages des deux technologies tout en évitant certains inconvénients. Toutefois, la complexité et donc les coûts du système augmentent (Mutarraf et al., 2018).

#### **1.2.4 Convertisseurs de puissance**

L'introduction de différentes SÉR et de SSÉ dans un microréseau implique d'utiliser des convertisseurs. En effet, comme on a pu le voir ces sources d'énergie ont des propriétés différentes, les éoliennes produisent du CA alors que les systèmes PV et les batteries fournissent du CC. De plus, les SÉR nécessitent l'utilisation d'algorithmes spécialisés afin de

les faire fonctionner à leur PPM et pour implémenter ces algorithmes, des convertisseurs doivent être utilisés. Généralement, les systèmes PV sont connectés au bus à CC à travers des convertisseurs à CC élévateurs (Mahmood, Michaelson, & Jiang, 2015). Les éoliennes peuvent être connectées directement au bus à CA (Puchalapalli et al., 2020) ou au bus à CC à travers un redresseur et un convertisseur à CC élévateur (Nayanar et al., 2016a). Les batteries peuvent être connectées directement au bus à CC (Rezkallah, Singh, et al., 2019) ou bien à travers un convertisseur à CC abaisseur-élévateur, ce qui permet de contrôler le courant de la batterie et d'assurer une meilleure régulation de la tension du bus à CC (Parveen, Sharma, & Singh, 2022). Enfin, le GD est généralement connecté au bus à CA, mais il peut également être connecté au bus à CC à travers un redresseur et un convertisseur à CC hacheur (Rezkallah, Chandra, et al., 2019).

### **1.3 Les différentes architectures des microréseaux**

Du fait des caractéristiques des différentes sources d'énergie et système de stockages ainsi que de la flexibilité qu'offre les convertisseurs, on retrouve différents types de microréseaux : à CA, à CC ou bien les microréseaux hybrides (Ibrahim, Abdelaziz, Alhelou, & Omran, 2023; Saeed, Fangzong, Kalwar, & Iqbal, 2021).

#### **1.3.1 Les microréseaux à CA**

Les microréseaux à CA se basent sur un bus à CA et les différents éléments utilisent une interface à CA pour se connecter au microréseau, ainsi différents convertisseurs de puissance sont nécessaires, notamment pour les systèmes PV et les batteries par exemple. Généralement, les microréseaux à CA fonctionnent en étant connectés au réseau électrique principal, ce qui permet une grande fiabilité, car la tension et la fréquence au PCC sont alors les mêmes que celles du réseau. Cependant, l'intégration de SÉR et d'éléments de stockage de l'énergie nécessite l'utilisation de différents convertisseurs de puissance qui vont réduire l'efficacité et la fiabilité générale du microréseau. Les microréseaux à CA sont plus adaptés pour

l'intégration de microréseau dans les installations existantes (Patrao, Figueres, Garcerá, & González-Medina, 2015).

### **1.3.2 Les microréseaux à CC**

Récemment, les microréseaux basés sur le CC sont de plus en plus considérés, car ils ont de nombreux avantages comparés aux microréseaux à CA. Tout d'abord, le nombre de charges à CC augmente et, des conversions à CC sont généralement utilisées pour l'intégration des SER comme les systèmes PV et les applications éoliennes à vitesse variables ou encore les SSÉ par batterie. Ainsi, les microréseaux à CC permettent de réduire le nombre d'étapes de conversion ce qui permet de diminuer les pertes et les coûts. Également, des phénomènes physiques comme l'effet de peau ou la puissance réactive qu'on trouve dans les réseaux à CA sont inexistant pour les microréseaux à CC. Et, l'absence de puissance réactive permet de simplifier les stratégies de contrôle. Enfin, l'utilisation d'un bus à CC pour connecter les différentes sources d'énergie permet de s'affranchir des problèmes de synchronisation qu'on retrouve sur un bus à CA et permet aux différents engins tournants de fonctionner à leur vitesse optimale (Dragičević, Lu, Vasquez, & Guerrero, 2016; Eghtedarpour & Farjah, 2014; Lotfi & Khodaei, 2017; Neto et al., 2020).

### **1.3.3 Les microréseaux hybrides**

Afin de cumuler les avantages des microréseaux à CA et à CC, les microréseaux hybrides ont rapidement gagné en intérêt. De manière générale, un microréseau hybride permet l'intégration de systèmes à CA et à CC en minimisant les étapes de conversion. Le convertisseur d'interfaçage bidirectionnel devient alors un élément important du système et nécessite une stratégie de contrôle adaptée afin de garantir le bon fonctionnement du microréseau (Che, Shahidehpour, Alabdulwahab, & Al-Turki, 2015).

## 1.4 Stratégies de contrôle pour les microréseaux

Afin de faire fonctionner plusieurs sources d'énergie de natures différentes en parallèle dans un réseau autonome, des stratégies de contrôle sophistiquées sont nécessaires afin de garantir une alimentation fiable et sécuritaire à la charge (Hu, Shan, Cheng, & Islam, 2022). Ces stratégies de contrôle peuvent être classées en deux catégories : centralisée et décentralisée. Pour le contrôle centralisé, un contrôleur central rassemble des informations et décide des actions des contrôleurs locaux. Ce type de contrôle nécessite l'utilisation d'un protocole de communication entre le contrôleur central et tous les éléments du système. Avec une commande décentralisée, chaque élément est indépendant et réalise ses tâches localement en utilisant des mesures locales. Un compromis peut être fait entre ces deux méthodes, en utilisant différentes stratégies de contrôles qui diffèrent par leurs temps de calcul et leurs exigences en termes de communication. Généralement, un contrôle hiérarchique est fait de trois niveaux : primaire, secondaire et tertiaire (Olivares et al., 2014). Les contrôleurs de niveau primaire, aussi appelés contrôleurs de niveau inférieur, se caractérisent par leur temps de réponse rapide et ils fonctionnent sur le modèle du contrôle décentralisé. Ce type de contrôle inclut généralement la régulation des tensions et de la fréquence et le suivi des PPM des SÉR. Les contrôleurs de niveau secondaire, également appelés gestionnaire de l'énergie ou gestionnaire de puissance, visent à gérer les échanges de puissance entre les différentes sources et les systèmes de stockage afin d'améliorer les performances du système en présence de variations des charges et des conditions météorologiques. Ce niveau de contrôle se caractérise par des temps de calcul plus lents et est ainsi découpé des contrôleurs de niveau primaire. Toutefois, les mêmes capteurs sont utilisés afin de réduire la complexité du système malgré une augmentation des échanges d'informations. Des données sur le système sont collectées par le biais d'un canal de communication et le contrôleur de niveau secondaire détermine et transmet des consignes aux unités correspondantes. Enfin, les contrôleurs de niveau tertiaire sont généralement considérés comme faisait partie intégrante du réseau principal. Les références d'amplitude et de fréquence des tensions au PCC du microréseau sont alors ajustées pour permettre la synchronisation avec le réseau et les échanges de puissance. De la même manière,

les contrôleurs de niveau tertiaire sont responsables de la synchronisation et de la coordination de multiples microréseaux qui interagiraient ensemble. Les temps de calcul à ce niveau de contrôle sont généralement de l'ordre de plusieurs minutes et les contrôleurs de niveau tertiaire fournissent des consignes aux contrôleurs de niveau secondaire et permettent d'intégrer des contraintes économiques dans le fonctionnement des microréseaux (Guerrero, Vasquez, Matas, de Vicuna, & Castilla, 2011; Vasquez, Guerrero, Miret, Castilla, & de Vicuña, 2010).

#### **1.4.1 Contrôles de niveau primaire**

Les contrôleurs de niveau primaire fonctionnent avec les temps de calcul les plus rapides et de nombreuses stratégies de contrôle sont proposées dans la littérature pour le contrôle des différents convertisseurs de puissance (Bouzid et al., 2015). Ces contrôleurs permettent de réguler la tension et la fréquence au PCC et la tension du bus à CC, mais également d'extraire le maximum de puissance des SÉR et d'améliorer la qualité de l'énergie. On retrouve dans la littérature de nombreuses stratégies de contrôles différentes qui possèdent des avantages et des inconvénients différents.

Les contrôleurs Proportionnel Intégral Dérivé (PID) ou PI sont largement utilisés en raison de leur réponse transitoire rapide et de leur capacité à réduire les erreurs en régime permanent. De plus, ils sont simples et faciles à mettre en place et à implémenter. Différentes méthodes existent pour régler les paramètres de ces contrôleurs, telles que la méthode Ziegler-Nichols, qui permet de régler les gains sans avoir besoin de connaître le modèle complet du système. On retrouve aussi d'autres méthodes qui se basent sur le modèle du système pour obtenir de meilleures performances (Sarkar, Badal, & Das, 2018). Cependant, le réglage des gains peut devenir plus complexe lorsqu'il y a plusieurs boucles de contrôle en cascade, ce qui peut prolonger le temps de réglage (Shan, Hu, Li, & Guerrero, 2018). Malgré leurs avantages, les contrôleurs PID et PI ont également des limites, notamment en termes de robustesse et de bande passante (Siddique, Munsi, Sarker, Das, & Islam, 2019). Les régulateurs PI peuvent être

utilisés directement dans le repère fixe abc ou bien dans les repères tournants dq ou  $\alpha\beta$  (Dubuisson, Rezkallah, et al., 2019)

Le contrôle hystérésis est une méthode de contrôle non linéaire qui est relativement simple à implémenter. Le système est opéré à l'état ON ou l'état OFF. Une bande, appelée bande d'hystérésis, est définie et si le signal est supérieur à cette bande le signal est dans un état et dans l'autre si le signal est inférieur à la bande. Si le signal est à l'intérieur de la bande, l'état ne change pas (Ellis, 2012). Ce type de contrôle possède de nombreux avantages, sa structure est simple, il est robuste, il est indépendant des paramètres de la charge et il possède de bonnes performances dynamiques. Cependant, la fréquence de commutation n'est pas fixe et un contrôleur à bande variable doit alors être conçu pour fonctionner à fréquence fixe (Viswanathan & Kumar, 2018).

Le contrôle répétitif se base sur un modèle interne et utilise l'erreur du cycle précédent. Ce type de contrôleur a démontré de bonnes performances pour la correction des harmoniques par exemple. Cependant, les réponses dynamiques de ce type de contrôleurs sont lentes, ce qui limite son implémentation pour certaines applications. Pour améliorer les performances dynamiques, des méthodes hybrides basées sur le contrôle répétitif et une autre méthode sont proposées dans la littérature (L. Zheng, Jiang, Song, Gao, & Tian, 2018).

Le contrôle en mode glissant (Sliding Mode Control, SMC) est une stratégie de contrôle non linéaire et robuste qui est largement utilisée. Le contrôleur modifie la structure du système et fait évoluer les variables d'état sur une trajectoire de glissement spécifique. Ce type de contrôleur est très robuste face aux perturbations et possède une réponse dynamique rapide. Cependant, des connaissances sur le modèle dynamique du système sont nécessaires pour son implémentation et le caractère discret inhérent aux convertisseurs de puissance affaiblit les performances dynamiques du contrôleur et introduit des oscillations en régime permanent (L. Zheng et al., 2018). Diverses solutions ont été proposées dans la littérature pour résoudre ce

problème d'oscillations, notamment en combinant le SMC avec d'autres stratégies de contrôle (Rezkallah, Sharma, Chandra, Singh, & Rousse, 2017).

Le contrôle à bande morte (Dead-Beat Control) a pour avantages une grande vitesse de suivi et une bonne précision, mais est très sensible à la précision du modèle du système (Viswanathan & Kumar, 2018). Cette stratégie de contrôle est facile à implémenter en raison de sa simplicité et, on retrouve de nombreux travaux de recherche proposant d'utiliser le contrôle à bande morte pour différentes applications d'électronique de puissance (B. Wang, Manandhar, Zhang, Gooi, & Ukil, 2019). Cependant, d'après (Xibeng Zhang, Wang, Zhou, Zhang, & Ukil, 2023), la plupart de ces travaux négligent les pertes de puissance dynamique dans les commutateurs et, ignorer ce type de pertes peut causer des erreurs en régimes permanent et dynamique.

Les contrôleurs à logique floue (Fuzzy Logic Control) permettent de remplacer les correcteurs PI conventionnels dans les boucles de contrôle, comme dans (Rezkallah, Chandra, et al., 2022) pour la régulation de la tension du bus à CC d'un microréseau à CC en contrôlant le courant de la batterie. Toutefois, le principal désavantage des contrôleurs à logique floue est qu'ils sont difficiles à analyser mathématiquement et la charge de calcul est importante du fait des étapes de fuzzification et défuzzification (Golzari, Rashidi, & Farahani, 2019).

La commande prédictive par modèle (Model Predictive Control, MPC) a été proposée comme méthode de contrôle avancée dans les années 1970 et a été utilisée assez rapidement dans les domaines des industries pétrochimique, chimique, aérospatiale et automobile entre autres. Son développement dans le domaine de l'électronique de puissance a été plus tardif à cause du manque de puissance de calcul de l'époque. Ce développement a surtout commencé dans les années 2000 et s'est accéléré plus récemment, avec le développement des microprocesseurs et des capacités de calcul. (Karamanakos & Geyer, 2020). Il existe différents concepts pour le contrôle prédictif et notamment la commande prédictive par modèle à contrôle continu (Continuous Control Set Model Predictive Control, CCS-MPC) et la commande prédictive par

modèle à ensemble fini (Finite Set Model Predictive Control, FS-MPC). Le CCS-MPC se base sur des signaux continus et nécessite une étape de modulation pour générer les signaux qui permettent de contrôler les convertisseurs. Le FS-MPS se base sur la nature discrète des convertisseurs de puissance et peut générer les signaux de contrôle des convertisseurs directement, sans étape de modulation. Parmi ces deux concepts, le FS-MPC montre une meilleure réponse dynamique, une plus grande simplicité, la capacité d'inclure des non linéarités et de contrôler plusieurs variables d'état à l'aide d'une seule boucle de contrôle. Le FS-MPC fonctionne de la façon suivante : le modèle discret du système est utilisé pour prédire le comportement de la tension ou du courant à la prochaine période d'échantillonnage. Une fonction de coût préalablement définie permet ensuite d'évaluer les prédictions afin de sélectionner la plus proche de la référence. Et, les signaux de commande du convertisseur correspondant sont envoyés aux interrupteurs du convertisseur (Hu et al., 2021).

Du fait de ces avantages, on retrouve dans la littérature de nombreux contrôleurs se basant sur le FS-MPC pour différentes applications (Xing Zhang, Wang, Yu, Guo, & Cao, 2016). (Shan et al., 2018) proposent le FS-MPC pour contrôler un convertisseur abaisseur-élévateur bidirectionnel qui connecte une batterie au bus à CC d'un microréseau, pour compenser les fluctuations de la puissance dues aux SÉR et réguler la tension du bus à CC. Également, dans le même article, le FS-MPC est combiné au concept de statisme pour contrôler des onduleurs fonctionnant en parallèle afin de maintenir stable la tension au PCC et d'assurer le partage des puissances. Les résultats obtenus montrent des performances satisfaisantes. (Dragičević, Zheng, Rodriguez, & Blaabjerg, 2020) proposent une stratégie de contrôle pour un onduleur connecté au réseau. Un contrôleur proportionnel résonnant régule le courant injecté dans le réseau et est utilisé avec un contrôleur FS-MPC qui est responsable de la régulation de la tension du bus à CC et de l'amortissement des résonnances. (Antoniewicz, Jasinski, Kazmierkowski, & Malinowski, 2016) proposent un contrôleur basé sur le FS-MPC pour un onduleur triphasé à trois niveaux et à quatre bras utilisé comme filtre actif. Et (Sebaaly, Sharifzadeh, Kanaan, & Al-Haddad, 2021) proposent d'utiliser le FS-MPS pour contrôler l'onduleur multiniveau Packed E-cell. (Dubuisson, Chandra, Rezkallah, Ibrahim, & Singh,

2019) proposent d'utiliser le FS-MPC pour la gestion et la qualité de l'énergie au PCC dans un microréseau en contrôlant l'onduleur triphasé. On retrouve également des travaux de recherche proposant de combiner différentes stratégies de contrôle afin de tirer avantage de plusieurs contrôleurs comme dans (C. Zheng et al., 2022) où le FS-MPC est utilisé avec le contrôle en mode glissant pour contrôler un onduleur triphasé source de tension.

Toutefois, malgré les bonnes performances que démontre le FS-MPC, la stabilité n'est pas garantie (Aguilera & Quevedo, 2015). La théorie de la stabilité de Lyapunov est un bon outil pour étudier la stabilité des systèmes linéaires et non linéaires (Slotine & Li, 1991). Et, dans le cas du FS-MPC, la stabilité peut être considérée en considérant la fonction de coût comme une fonction candidate de Lyapunov. En effet, les différentes combinaisons de commutation des convertisseurs de puissance créent un ensemble fini de sous-systèmes continus. Et, s'il existe une fonction de Lyapunov commune pour tous les sous-systèmes, alors la stabilité du système est garantie (Aguilera & Quevedo, 2015; Lin & Antsaklis, 2009).

Ce type de contrôleur est proposé dans la littérature pour différentes applications : un convertisseur hacheur à trois niveaux et un onduleur triphasé (Aguilera & Quevedo, 2015), un onduleur triphasé permettant d'injecter vers le réseau la puissance générée par un système PV (Golzari et al., 2019), un convertisseur en cascade clampé par le neutre (Liu et al., 2020), un convertisseur à sept niveaux PUC modifié (Babaie, Mehrasa, Sharifzadeh, & Al-Haddad, 2022) ou encore un convertisseur CA-CC triphasé bidirectionnel (Parvez Akter, Mekhilef, Mei Lin Tan, & Akagi, 2016). Toujours d'après (Parvez Akter et al., 2016), l'utilisation de la stratégie de contrôle proposée permet de réduire de 18% le temps d'exécution comparativement à la méthode FS-MPC conventionnelle.

#### **1.4.2 Contrôles de niveau secondaire**

Les contrôleurs de niveau secondaire fonctionnent avec des temps de calcul plus lents et, dans le cas des microréseaux isolés, ils fonctionnent généralement sur le mode centralisé. Ainsi, le

contrôleur de niveau secondaire rassemble des données des contrôleurs de niveau primaire pour déterminer et leur transmettre de nouvelles références afin de gérer les échanges de puissance à l'intérieur du microréseau. Également, dans certains cas ce niveau de contrôle corrige les déviations de la tension ou la fréquence, notamment pour les microréseau à CA fonctionnant avec la méthode du statisme pour le partage des puissances entre différentes sources connectées au bus à CA (Cintuglu, Youssef, & Mohammed, 2018; Dragičević, Guerrero, Vasquez, & Škrlec, 2014).

Généralement, pour la gestion des puissances, la fonction objectif inclut une fonction polynomiale de grand ordre. Ainsi des méthodes d'optimisation métaheuristiques inspirées de phénomènes observés dans la nature sont proposées pour résoudre ce type de problèmes (S. J. Nanda & Panda, 2014; J. Tang, Liu, & Pan, 2021). Par exemple, la méthode d'optimisation par essaims particulaires (Particle Swarm Optimization, PSO) qui s'inspire des déplacements d'un groupe d'oiseaux ou d'un banc de poissons, les algorithmes génétiques (Genetic Algorithm, GA) proposés par (Holland, 1992) qui se basent sur l'évolution naturelle des espèces, les algorithmes de colonie de fourmis (Ant Colony Optimization, ACO) qui s'inspirent du comportement d'une colonie de fourmis qui se déplace entre sa colonie et une source de nourriture (Colson, Nehrir, & Wang, 2009), ou encore la méthode des loups gris (Grey Wolf Optimizer, GWO) proposée par (Mirjalili, Mirjalili, & Lewis, 2014) qui se base sur le comportement social d'une meute de loups gris en prenant en compte la hiérarchie et les mécanismes de chasse observés dans la nature.

En 2002, Passino a proposé la méthode BFO qui émule le comportement des bactéries *E. coli* (Passino, 2002). Cette méthode a été proposée pour différentes applications telles que : le réglage des paramètres de correcteurs PID (Ali & Abd-Elazim, 2013; Arunkumar, C, Padmanaban, Prusty, & Khan, 2021), l'estimation des paramètres d'un module PV (Rajasekar, Krishna Kumar, & Venugopalan, 2013; Subudhi & Pradhan, 2018), l'estimation des harmoniques (Ji, Li, Wu, & Jiang, 2011; S. Mishra, 2005; Patnaik & Panda, 2012), la recherche du PPM global d'un système PV en présence d'ombrage partiel (Dubuisson, Chandra,

Rezkallah, & Ibrahim, 2021) ou encore la résolution des problèmes de flux de puissance optimale (W. J. Tang, Li, Wu, & Saunders, 2008). Également, le placement des microréseaux permettant d'introduire des SÉR dans le réseau principal est étudié dans (Xiong et al., 2019) afin de trouver le meilleur placement permettant de garantir un système fiable et rentable. Aussi, la méthode BFO est utilisée par (Y. Mishra, Mishra, & Li, 2012) pour déterminer les coefficients des différents contrôleurs d'un système utilisant une MADA avec une batterie pour stocker et fournir de la puissance active au réseau. (Amjadi, Fatemi, & Zareipour, 2012) ont proposé une amélioration de la méthode BFO pour déterminer les flux de puissance optimaux avec des contraintes de sécurité. La méthode améliorée permet une meilleure exploration et une meilleure convergence des bactéries. Et dans (Dubuisson, Rezkallah, Ibrahim, & Chandra, 2021), la méthode BFO est implémenté comme stratégie de contrôle secondaire pour la gestion de la puissance dans un microréseau isolé.

On retrouve également dans la littérature de nombreux articles qui comparent les performances des différentes méthodes d'optimisation pour différentes applications. (W. J. Tang et al., 2008) proposent et comparent la méthode BFO dynamique avec les méthodes classiques BFO et PSO pour résoudre un problème de flux de puissance optimal dans un environnement dynamique où les différentes charges du système varient. Les résultats de simulation indiquent que les méthodes BFO ont des performances supérieures en termes de précision d'optimisation et de capacité de suivi. (Yi, Huang, Fu, He, & Li, 2016) ont comparé les méthodes BFO, PSO et GA pour la détection de défauts et le diagnostic d'une cellule d'électrolyse de l'aluminium. La méthode BFO montre les meilleures performances : une convergence plus rapide et un taux de fausses alertes plus faible. Les méthodes BFO et GA sont comparées par (S. Mishra & Bhende, 2007) pour déterminer les paramètres du correcteur PI d'un filtre actif. La méthode BFO démontre une converge plus rapide que la méthode GA. Dans (Arunkumar et al., 2021), les méthodes BFO et GA sont comparées à une méthode classique pour le réglage des paramètres de régulateurs PI. Les méthodes d'optimisation démontrent des résultats sensiblement similaires, mais la méthode BFO est un peu plus rapide avec une erreur un peu plus faible. (Niu, Wang, Wang, & Tan, 2013) comparent les méthodes BFO, PSO et GA de stockage

dominé II (Non-Dominated Storing Genetic Algorithm, NSGA-II) pour un problème à multiples objectifs. Les résultats obtenus montrent que la méthode BFO est beaucoup plus performante que la méthode PSO et un peu plus performante que la méthode NSGA-II. D'après (J. Nanda, Mishra, & Saikia, 2009) la méthode BFO a une meilleure capacité à surmonter les minima locaux que les GA qui converge parfois prématurément. La comparaison proposée pour régler les différents paramètres d'un contrôleur démontre que la méthode BFO a un nombre d'itérations plus faible et est donc plus rapide. La méthode BFO est comparée avec les méthodes GA, PSO, une combinaison des méthodes GA et PSO et la méthode Simulated Annealing (SA) pour définir l'emplacement et la taille optimales des sources d'énergie dans un réseau de distribution pour réduire les pertes et les coûts et améliorer la stabilité par (Mohamed Imran A & Kowsalya M, 2014). Les résultats des simulations effectuées sur des systèmes à 33 et 69 bus montrent que la méthode BFO est la plus efficace. (Subudhi & Pradhan, 2018) comparent les méthodes BFO, Newton-Raphson, PSO et SA améliorée pour l'extraction des paramètres d'un système PV et, la méthode BFO est la plus précise. Les méthodes BFO et PSO sont comparées dans (Dubuisson, Chandra, Rezkallah, & Ibrahim, 2020) pour la gestion en temps réel des échanges de puissance dans un microréseau isolé. Les performances des deux méthodes sont proches mais la méthode BFO nécessite moins d'étapes de calcul.

On retrouve également dans la littérature de nombreux articles proposant de combiner plusieurs méthodes d'optimisation afin d'améliorer leurs performances pour une application donnée. Une combinaison des méthodes BFO et GA est proposée par (Khalid et al., 2018), pour la gestion de la demande dans un bâtiment intelligent qui se base sur le transfert de charge pour optimiser la consommation d'énergie par exemple.

#### **1.4.3 Contrôles de niveau tertiaire**

Le contrôle de niveau tertiaire gère les échanges de puissance avec le réseau électrique principal ou avec un réseau de microréseaux. Ainsi, comme le contrôle de niveau secondaire, la contrôle de niveau tertiaire contrôle les échanges de puissances. Toutefois, à ce niveau de

contrôle, les échantillons de temps sont bien plus lents, de l'ordre de plusieurs minutes, et permettent d'intégrer des objectifs et des contraintes économiques (Yamashita, Vechiu, & Gaubert, 2020). Dans le cas des microréseaux isolés autonomes, le contrôle de niveau tertiaire peut être introduit pour le partage des puissances entre les différents éléments du système pour intégrer une planification des flux d'énergie afin de réduire les coûts d'exploitations (Abhishek et al., 2020). Ainsi, des prévisions des conditions météorologiques et des comportements des charges peuvent être intégrées à ce niveau de contrôle pour la prise de décision. (Palma-Behnke et al., 2013) proposent l'utilisation de RNA pour intégrer les prévisions de la consommation électrique et des conditions météorologiques pour les deux jours suivants à la prise de décision. (Alvial-Palavicino, Garrido-Echeverría, Jiménez-Estévez, Reyes, & Palma-Behnke, 2011) étudient l'implication de la communauté au développement, au fonctionnement et à l'entretien d'un microréseau isolé autonome, permettant ainsi de modifier les habitudes des utilisateurs et de mieux gérer la demande. D'autre part, (Yu, Hou, Lam, & Li, 2019) proposent d'utiliser un RNA profond pour la détection de fautes dans un microréseau. Le système proposé permet d'identifier et de localiser les fautes rapidement afin de protéger le microréseau et de rétablir le service.

## 1.5 Problématiques

Ainsi, l'intégration de SÉR dans les microréseaux isolés permet de diminuer les coûts et les émissions de GES. Toutefois, il est recommandé d'intégrer en parallèle un SSÉ comme des batteries et une source d'énergie fiable comme un GD. Le fonctionnement en parallèle de plusieurs sources d'énergie de différentes natures amène de nouveaux défis qui nécessitent l'implémentation d'algorithmes de contrôle complexes et avancés afin de garantir une alimentation électrique stable, sécuritaire et sans interruption en tout temps. Ces algorithmes de contrôle doivent optimiser le fonctionnement du système dans le but de minimiser la quantité de carburant consommée par le GD, de maximiser la puissance extraite des SÉR, de réguler la tension et la fréquence au PCC et la tension du bus à CC, de protéger la batterie et

d'assurer une communication fiable entre les différents éléments du système ainsi qu'avec les opérateurs des stations de télécommunication.

## 1.6 Objectifs

Ainsi, l'objectif principal de ce travail de recherche est de concevoir et développer un système hybride de production de l'énergie pour alimenter les SBT isolées dans le nord du Canada. Le système proposé doit permettre de réduire l'utilisation du diesel tout en assurant une énergie stable, sécuritaire et sans interruption à ces SBT. Ainsi, les objectifs spécifiques suivants sont définis pour répondre aux différentes problématiques énoncées précédemment :

- développer des algorithmes de contrôle basés sur le FS-MPC pour les contrôleurs de niveau primaire,
- développer un gestionnaire de flux de puissance basé sur la méthode BFO comme contrôleur de niveau secondaire,
- développer des stratégies de contrôle pour les contrôleurs de niveau primaire en se basant sur la combinaison entre le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov,
- implémenter un protocole de communication simple et fiable pour permettre aux différents contrôleurs de niveaux différents de s'échanger des informations, et de communiquer ces informations avec les opérateurs des SBT.

## 1.7 Méthodologie

Afin de répondre aux différents objectifs énoncés précédemment, la méthodologie suivante est appliquée. Tout d'abord les différents éléments du microréseau sont modélisés, c'est-à-dire les sources d'énergie, mais également les différents convertisseurs, le système de stockage et les charges. Puis, les stratégies de contrôle de niveau primaire qui sont basées sur le FS-MPC et la combinaison du FS-MPC et de la théorie de la stabilité de Lyapunov sont développées. Le gestionnaire de flux de puissance en temps réel basé sur la méthode BFO est développé. Le système proposé est alors validé par simulation sur Matlab/Simulink et il est ensuite

implémenté en temps réel sur un prototype de microréseau à modèle réduit dans le laboratoire. Enfin, le protocole de communication Modbus RTU est développé et implémenté en utilisant la connexion RS-485 afin de permettre les échanges d'informations entre les différents contrôleurs mais aussi avec les opérateurs des SBT.

## 1.8 Contributions

Les principales contributions de ce travail de recherche sont les suivantes :

- minimisation de l'utilisation du GD et résolution des problèmes de sa synchronisation avec le PCC,
- utilisation du concept FS-MPC pour toutes les boucles de contrôle de niveau inférieur afin de contrôler tous les convertisseurs de puissance et permettre la régulation de la tension et de la fréquence du bus à CA grâce au contrôle du convertisseur d'interfaçage, la régulation de la tension du bus à CC et la balance des puissances grâce au contrôle du convertisseur abaisseur-élévateur du SSÉ, le suivi du PPM du système PV grâce au contrôle du convertisseur élévateur et à l'algorithme P&O,
- développement d'une stratégie de contrôle à deux niveaux basée sur la méthode BFO et le contrôle prédictif FS-MPC, la technique BFO est utilisée au niveau du contrôle secondaire pour déterminer les références de puissance à partir des puissances mesurées à la charge et au GD,
- développement et utilisation d'une combinaison du FS-MPC et de la théorie de la stabilité de Lyapunov pour les contrôleurs de niveau primaire, la fonction de coût à minimiser est définie en utilisant le concept de stabilité et permet de diminuer la charge de calcul,
- développement et implémentation d'un protocole de communication Modbus RTU basé sur une connexion RS-485 afin de permettre les échanges de données et de consignes entre les contrôleurs de niveaux différents et avec les opérateurs de SBT.



## **CHAPITRE 2**

### **IMPLÉMENTATION DE LA STRATÉGIE DE CONTRÔLE FS-MPC POUR LE NIVEAU PRIMAIRE DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE**

#### **2.1 Introduction**

Ce chapitre vise à détailler le développement et l'implémentation des contrôleurs de niveau primaire du contrôle hiérarchique qui sont basés sur la stratégie de contrôle FS-MPC. Le microréseau ciblé est composé de : 1) un GD, 2) un système PV et 3) un SSÉ, comme la montre la figure 2.1. Le développement et l'intégration des algorithmes de contrôle pour les différents convertisseurs de puissance sont détaillés. Enfin, des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés pour la validation des performances de l'architecture ainsi que leurs stratégies de contrôle pour le premier niveau de contrôle.

#### **2.2 Présentation du microréseau à l'étude**

##### **2.2.1 Architecture du microréseau**

L'architecture de microréseau proposée pour les SBT, détaillée à la figure 2.1, est considérée pour ce chapitre et le contrôle FS-MPC est utilisé pour chacun des convertisseurs. Le GD est connecté au bus à CC à travers un pont de diodes triphasé, un convertisseur à CC hacheur et un filtre passif LCL. En effet, le pont de diodes est responsable de la génération de courants harmoniques et notamment des harmoniques de rang 5 et 7. Si ces harmoniques ne sont pas corrigées, le rendement et la durée de vie de la MS du GD seront affectés. Ainsi la conception de ce filtre passif pour la compensation des harmoniques sera détaillée ci-dessous. Le système PV est connecté au bus à CC à travers un convertisseur à CC élévateur qui est contrôlé avec un algorithme MPPT afin de le faire fonctionner à son PPM. Le SSÉ est connecté au bus à CC à travers un convertisseur à CC abaisseur-élévateur bidirectionnel qui est chargé de la régulation de la tension du bus à CC. Enfin, un convertisseur d'interfaçage CC/CA et un filtre

RLC sont utilisés pour connecter le PV, le GD et le SSÉ au PCC et pour alimenter les charges électriques. Le tableau A.I.1 détaille les valeurs des différents éléments du microréseau dans l'Annexe I.

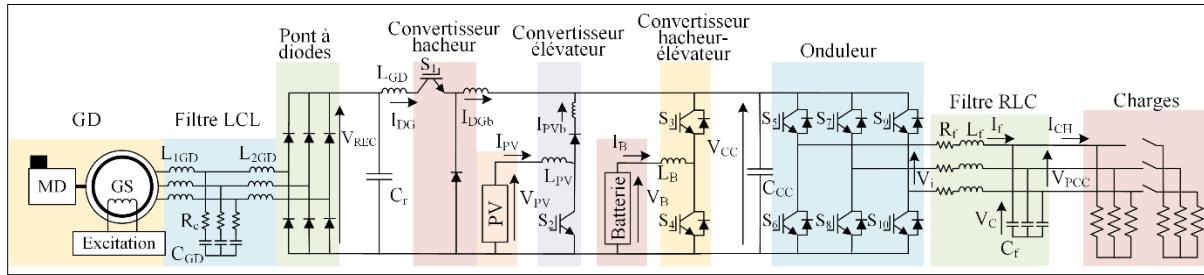


Figure 2.1 Architecture du microréseau à l'étude

### 2.2.2 Conception du filtre passif LCL

La fréquence de résonnance d'un filtre LCL est définie comme dans (2.1) d'après (Rezkallah, Singh, et al., 2019). Et ainsi, les valeurs des inductances et du condensateur ont été choisies afin que la fréquence de résonnance corresponde à la 5<sup>ème</sup> harmonique. En effet, le pont de diodes génère plusieurs harmoniques et notamment les harmoniques de rang 5 et 7 qui doivent être compensées pour ne pas détériorer le rotor de la MS du GD. En choisissant  $L_{1GD} = 4.5 \text{ mH}$  et  $L_{2GD} = 8 \text{ mH}$  et  $C_{GD} = 100 \mu\text{F}$ , la fréquence de résonnance est alors de  $1.8634 \times 10^3 \text{ rad/s}$ , ce qui correspond à 296, 57 Hz et à l'harmonique de rang 5. La figure 2.2 montre le diagramme de Bode de la fonction de transfert (2.2), on peut voir que les signaux ayant une fréquence supérieure à la fréquence de résonnance sont atténus, ce qui permet d'atténuer les harmoniques de rang 5 et supérieurs. Également, on peut voir que pour les signaux de faible fréquence, le gain est proche de zéro et ils ne sont donc pas affectés par le filtre. Enfin, on peut voir un gain important au niveau de la fréquence de résonnance, ce qui peut affecter la stabilité du système.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{1GD} + L_{2GD}}{C_{GD} L_{1GD} L_{2GD}}} \quad (2.1)$$

$$G_1(s) = \frac{L_{2GD}}{L_{1GD} L_{2GD} C_{GD} s^2 + L_{1GD} + L_{2GD}} \quad (2.2)$$

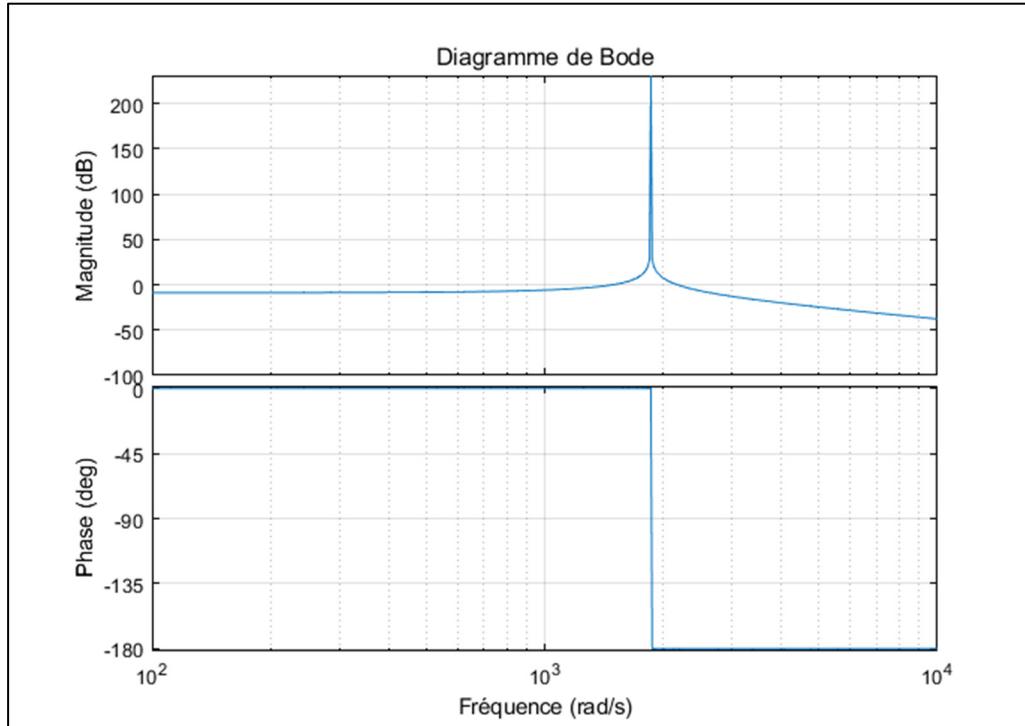


Figure 2.2 Diagramme de Bode du filtre LCL

Ce gain peut être compenser en utilisant une résistance en série avec le condensateur. La fonction de transfert est alors modifiée comme dans (2.3) et, la figure 2.3 montre le diagramme de Bode de cette nouvelle fonction de transfert pour différentes valeurs de la résistance série. On peut voir que l'introduction de la résistance permet de réduire le gain à la fréquence de résonnance. Toutefois, les résistances vont créer des pertes et il faut donc faire un compromis entre les performances du filtre et les pertes créées. Nous avons ici décidé de travailler avec  $R_c = 5 \Omega$ .

$$G_2(s) = \frac{L_{2GD}C_{GD}R_c s + L_{2GD}}{L_{1GD}L_{2GD}C_{GD} s^2 + C_{fGD}R_c(L_{1GD} + L_{2GD})s + L_{1GD} + L_{2GD}} \quad (2.3)$$

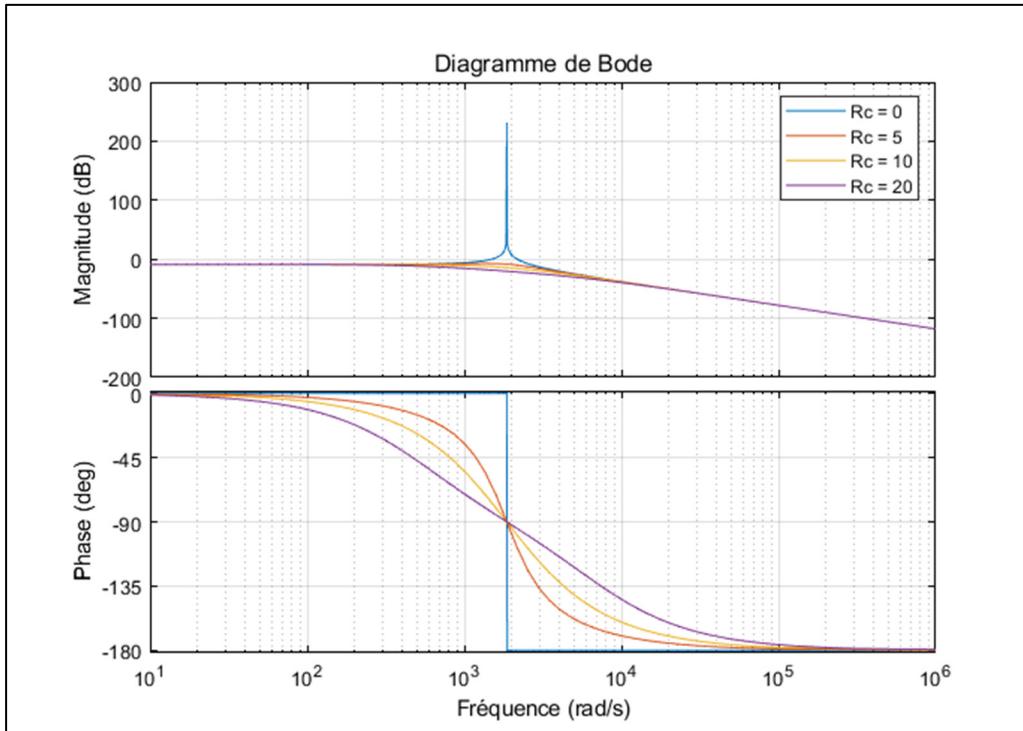


Figure 2.3 Diagramme de Bode du filtre LCL avec résistance série

### 2.2.3 Modes de fonctionnement

La figure 2.4 détaille les trois modes d'opération du microréseau. Le GD est opérationnel seulement pour le mode 1 lorsque l'état de charge (State Of Charge, SoC) du SSÉ atteint 50% et il est éteint lorsque le SoC atteint 90%. Pour le mode 2, le GD est donc éteint et le système PV fonctionne à son PPM. Un troisième mode est introduit pour protéger l'élément de stockage d'énergie sans utiliser de charge de délestage pour ne pas complexifier le système. Lorsque le SoC du SSÉ atteint 90%, si la puissance de la charge est inférieure à la puissance du système PV, l'algorithme MPPT n'est plus utilisé et le système PV délivre seulement la puissance de la charge. Ainsi, la charge est alimentée par le système PV et le SSÉ n'est ni en charge ni en décharge. Si la puissance fournie par le système PV diminue ou si la charge augmente de telle

façon que le système PV ne peut plus alimenter la charge seule, le système retourne au mode 2 et l'algorithme MPPT est à nouveau utilisé et le SSÉ aide le système PV à alimenter la charge en se déchargeant. Ces modes d'opération correspondent à un niveau de contrôle supérieure qui permet de réaliser des économies de carburant et de protéger le SSÉ. Toutefois, ce chapitre se concentre sur le développement et l'implémentation des contrôleurs de niveau primaire et, les réponses du système aux transitions entre les différents modes de fonctionnement seront étudiées.

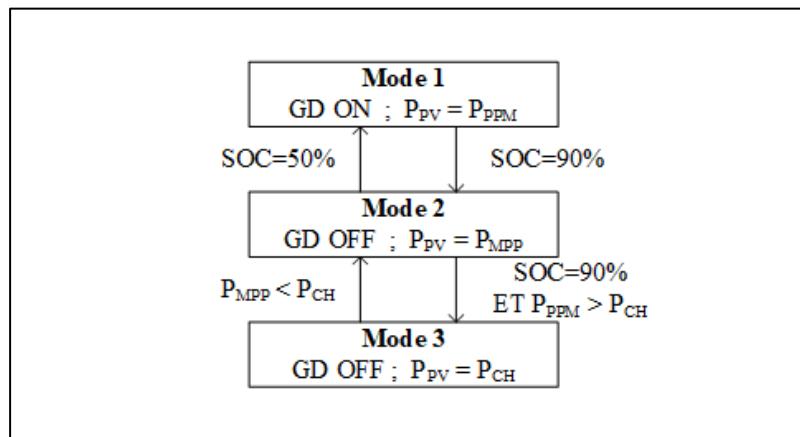


Figure 2.4 Modes de fonctionnement du microréseau à l'étude

### 2.3 Stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique

Les stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique sont basées sur le FS-MPC. Elles sont développées pour opérer le convertisseur à CC élévateur du système PV, le convertisseur à CC abaisseur-élévateur bidirectionnel de SSÉ, le convertisseur d'interfaçage et le convertisseur à CC hacheur du GD.

#### 2.3.1 Contrôle du convertisseur à CC élévateur du système PV

Un système PV peut être modélisé par une source de courant, une diode et des résistances série et parallèle. Le courant de sortie du PV est exprimé par (2.4) :

$$I_{PV} = I_{ph} - I_D \left[ \exp\left(\frac{q(V_{PV} + I_{PV}R_s)}{N_s A k T}\right) - 1 \right] - \frac{V_{PV} + I_{PV}R_s}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

Où  $I_{ph}$  et  $I_D$  représentent les courants de source et de saturation et ils sont définis dans (2.5) et (2.6) :

$$I_{ph} = G[I_{sc} + K_i(T - T_{ref})] \quad (2.5)$$

$$I_D = I_{rs} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 \left[ \exp \frac{qE_g}{kA} \left( \frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (2.6)$$

Où,  $I_{PV}$ ,  $V_{PV}$ ,  $T$ ,  $T_{ref}$ ,  $G$ ,  $I_{rs}$ ,  $I_{sc}$ ,  $K_i$ ,  $q$ ,  $k$ ,  $E_g$ ,  $A$ ,  $R_s$ ,  $R_{sh}$  représentent le courant et la tension de sortie du PV, la température du système, la température de référence, l'irradiance du système, le courant de saturation, le courant de court-circuit, le coefficient de température de court-circuit, la charge d'un électron, la constante de Boltzmann, l'énergie de bande interdite, le coefficient d'idéalité, et les résistances série et parallèle, respectivement.

La figure 2.5 montre les caractéristiques du système PV pour différentes valeurs d'irradiance et le tableau 2.1 donne les valeurs de tension, courant et puissance correspondant aux points de puissance maximale pour chaque valeur d'irradiance.

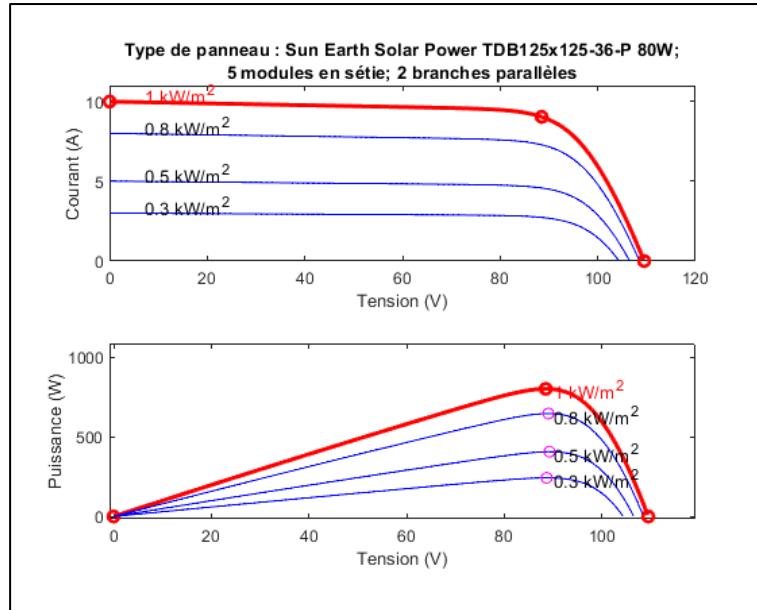


Figure 2.5 Caractéristiques du système PV pour différentes valeurs d'irradiance

Tableau 2.1 Points de puissance maximale du système PV

Irradiance (W/m <sup>2</sup> )	300	500	800	1000
Tension (V)	88.68	89.25	88.5	89
Courant (A)	2.73	4.54	7.25	9.04
Puissance (W)	242.12	405.57	645.19	800.04

Comme on peut le voir à la figure 2.1, le système PV est connecté au bus à CC à travers un convertisseur à CC élévateur qui est contrôlé à l'aide du FS-MPC afin de suivre le PPM. La figure 2.6 détaille la stratégie de contrôle, des prédictions du courant de PV à la prochaine période d'échantillonnage sont calculées et une fonction de coût est utilisée pour comparer les prédictions à la référence de courant. Le signal de contrôle correspondant est envoyé à la grille de l'IGBT S<sub>2</sub> du convertisseur à CC élévateur. La référence est générée par la technique de MPPT P&O ou est égale au courant de charge dépendamment du mode de fonctionnement.

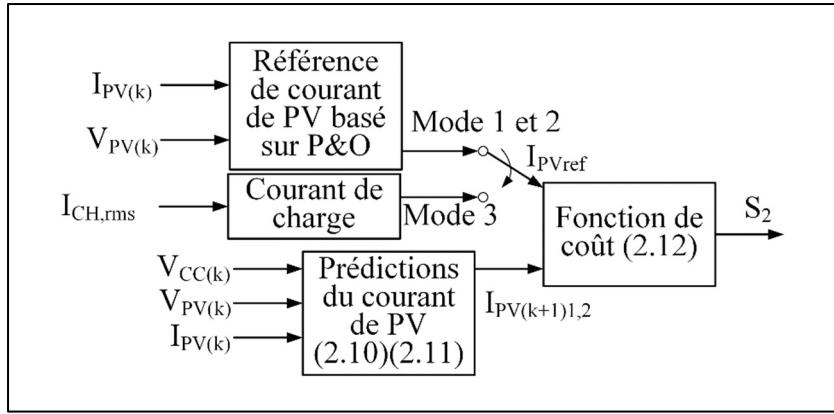


Figure 2.6 Stratégie de contrôle pour le convertisseur à CC élévateur basée sur le FS-MPC

Les lois de Kirchhoff sont utilisées pour modéliser le convertisseur à CC élévateur et les équations (2.7) et (2.8) décrivent le modèle mathématique lorsque l'interrupteur  $S_2$  est ouvert et fermé, respectivement. Où  $V_{PV}$ ,  $L_{PV}$ ,  $I_{PV}$  et  $V_{CC}$  représentent la tension de sortie du PV, l'inductance du convertisseur élévateur, le courant de sortie du PV et la tension du bus à CC, respectivement. Afin d'implémenter ces équations dans un contrôleur digital, elles doivent être discrétisées. Comme c'est un système de premier ordre, la méthode d'Euler (2.9) est utilisée pour la discrétisation du modèle, où  $T_s$  représente la période d'échantillonnage. Ainsi, les courants de PV au prochain pas de simulation (2.10) et (2.11) sont obtenus. Et la fonction de coût (2.12) est utilisée pour évaluer laquelle des deux prédictions est plus proche de la référence. Le courant de PV de référence ( $I_{PVref}$ ) est obtenu en utilisant la méthode P&O ou est égal au courant de charge dépendamment du mode de fonctionnement.

$$V_{PV} = L_{PV} \frac{dI_{PV}}{dt} + V_{CC} \quad (2.7)$$

$$V_{PV} = L_{PV} \frac{dI_{PV}}{dt} \quad (2.8)$$

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x_{(k+1)} - x_{(k)}}{T_s} \quad (2.9)$$

$$I_{PV(k+1)1} = \frac{T_s}{L_{PV}} (V_{PV(k)} - V_{CC(k)}) + I_{PV(k)} \quad (2.10)$$

$$I_{PV(k+1)2} = \frac{T_s}{L_{pv}} V_{PV(k)} + I_{PV(k)} \quad (2.11)$$

$$J_{PV1,2} = (I_{PVref} - I_{PV(k+1)1,2})^2 \quad (2.12)$$

### 2.3.2 Contrôle du convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ

Le convertisseur à CC abaisseur-élévateur est responsable de la régulation de la tension du bus à CC et de la balance des puissances dans le système. Il est contrôlé en utilisant le FS-MPC. Comme le montre la figure 2.7, les prédictions du courant au prochain pas d'échantillonnage sont calculées et une fonction de coût est utilisée pour comparer les prédictions du courant avec le courant de référence et pour générer les signaux de contrôle pour les grilles des IGBT S<sub>3</sub> et S<sub>4</sub> du convertisseur à CC abaisseur-élévateur.

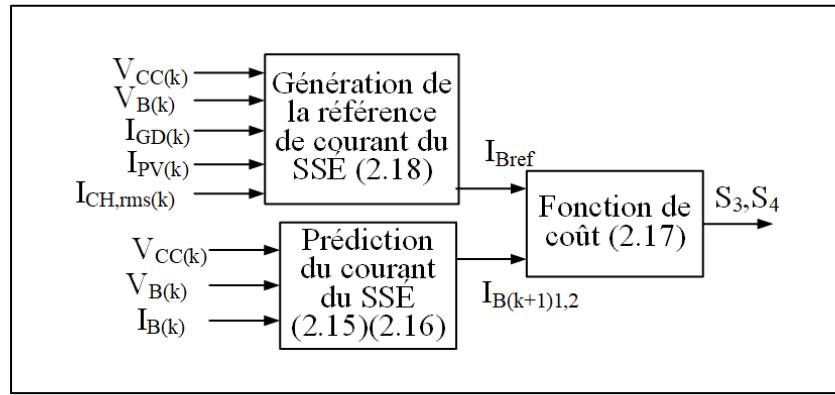


Figure 2.7 Stratégie de contrôle pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur basée sur le FS-MPC

Tout d'abord le convertisseur est modélisé en utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient alors (2.13) et (2.14) où V<sub>B</sub>, L<sub>B</sub>, I<sub>B</sub> et V<sub>CC</sub> représentent la tension de sortie du SSÉ, l'inductance du convertisseur abaisseur-élévateur, le courant de sortie du SSÉ et la tension du bus à CC, respectivement. En utilisant l'approximation d'Euler (2.9), on obtient les prédictions de

courant du SSÉ (2.15) et (2.16). La fonction de coût (2.17) est utilisée pour définir quelles prédictions est plus proche de la référence de courant du SSÉ ( $I_{Bref}$ ) et permettre ainsi l'envoi des bons signaux de commande aux grilles des IGBT S<sub>3</sub> et S<sub>4</sub> du convertisseur à CC abaisseur-élévateur.

$$V_B = L_B \frac{dI_B}{dt} + V_{CC} \quad (2.13)$$

$$V_B = L_B \frac{dI_B}{dt} \quad (2.14)$$

$$I_{B(k+1)1} = \frac{T_s}{L_B} (V_{B(k)} - V_{CC(k)}) + I_{B(k)} \quad (2.15)$$

$$I_{B(k+1)2} = \frac{T_s}{L_B} V_{B(k)} + I_{B(k)} \quad (2.16)$$

$$J_{B1,2} = (I_{Bref} - I_{B(k+1)1,2})^2 \quad (2.17)$$

La référence de courant du SSÉ représente la quantité de courant nécessaire que le SSÉ doit absorber ou délivrer afin de garantir la régulation de la tension du bus à CC. Comme le montre (2.18), la quantité de courant nécessaire à la régulation de la tension est basée sur l'erreur entre la tension du bus à CC mesurée et sa référence. À cette valeur, les courants fournis par le GD et le PV sont ajoutés et le courant consommé par la charge est soustrait afin de compléter le bilan des courants. La valeur alors obtenue représente la quantité de courant au niveau du bus à CC et elle doit être adaptée au niveau du SSÉ.

$$I_{Bref} = \frac{V_{CCref}}{V_B} \left[ \frac{C_{CC}}{T_s} (V_{CCref} - V_{CC}) - I_{GD} - I_{PV} + I_{CHrms} \right] \quad (2.18)$$

### 2.3.3 Contrôle du convertisseur d'interfaçage

Le convertisseur d'interfaçage est contrôlé en utilisant le FS-MPC afin de réguler la tension et la fréquence au PCC pour alimenter les charges en continu avec une tension et une fréquence constante en tout temps. La stratégie de contrôle est détaillée à la figure 2.8, huit prédictions sont faites pour la tension du convertisseur d'interfaçage à la prochaine période d'échantillonnage et une fonction de coût est utilisée pour comparer les prédictions à la référence et générer les signaux de commandes pour les IGBT du convertisseur d'interfaçage.

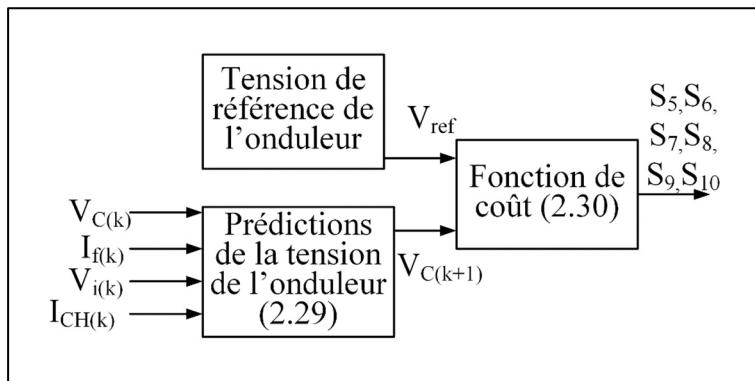


Figure 2.8 Stratégie de contrôle du convertisseur d'interfaçage basée sur le FS-MPC

Les modèles du convertisseur d'interfaçage et du filtre RLC sont présentés à la figure 2.1. Les tensions et courants sont transformés en grandeurs complexes en utilisant la transformée de Clarke comme le montre (2.19). Ce qui permet de simplifier l'analyse des systèmes triphasés en passant d'un système à deux axes rotatifs à un système à deux axes fixes. Ainsi, on passe d'un problème à trois dimensions à un problème à deux dimensions. Également, la transformée de Clark n'a pas besoin de l'angle des phases pour effectuer la transformation ce qui permet d'éviter l'utilisation d'un PLL et simplifie le contrôle. En se basant sur le comportement des interrupteurs IGBT, la tension de sortie du convertisseur d'interfaçage  $V_i$  peut être exprimée en fonction de la tension du bus à CC comme le montre (2.20). Les six interrupteurs du convertisseur d'interfaçage donnent huit valeurs possibles de tension  $V_i$  qui sont utilisées pour

calculer les prédictions de la tension au PCC. En utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient (2.21) et (2.22) où  $V_i$ ,  $I_f$ ,  $I_{CH}$ ,  $V_C$ ,  $C_f$ ,  $L_f$ ,  $R_f$  représentent la tension et le courant de sortie du convertisseur d'interfaçage, le courant de la charge, la tension du condensateur  $C_f$  qui est égale à la tension au PCC, le condensateur, l'inductance et la résistance du filtre respectivement. Les variations de la tension du condensateur et du courant du convertisseur d'interfaçage sont détaillées dans (2.23) et (2.24) et peuvent être exprimées sous forme de vecteur comme dans (2.25) où les matrices A et B sont détaillées dans (2.26).

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$V_i = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{CC} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}}, & (i = 1, \dots, 6) \\ 0, & (i = 0, 7) \end{cases} \quad (2.20)$$

$$I_f = C_f \frac{dV_C}{dt} + I_{CH} \quad (2.21)$$

$$V_i = V_C + I_f R_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \quad (2.22)$$

$$\frac{dV_C}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_f - I_{CH}) \quad (2.23)$$

$$\frac{dI_f}{dt} = -\frac{r_f}{L_f} I_f + \frac{1}{L_f} (V_i - V_C) \quad (2.24)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_f \\ V_C \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} I_f \\ V_C \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} V_i \\ I_{CH} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_f/L_f & -1/L \\ 1/C_f & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1/L_f & 0 \\ 0 & -1/C_f \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Le modèle continu décrit par (2.25) et (2.26) doit être discréteisé afin d'être implémenté. Et, le modèle discret décrit par (2.27) et (2.28) est obtenue. Enfin les prédictions de la tension du condensateur  $C_f$  au prochain pas d'échantillonnage sont détaillées par (2.29).

$$\begin{bmatrix} I_{f(k+1)} \\ V_{c(k+1)} \end{bmatrix} = \Phi \begin{bmatrix} I_{f(k)} \\ V_{c(k)} \end{bmatrix} + \Gamma \begin{bmatrix} V_{i(k)} \\ I_{CH(k)} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\Phi = e^{AT_s} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} A^n = I_2 + AT_s + \frac{1}{2}(AT_s)^2 \dots$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} + \frac{R_f^2 T_s^2}{2L_f^2} - \frac{T_s^2}{2C_f L_f} & -\frac{T_s}{L_f} - \frac{R_f T_s^2}{2L_f^2} \\ \frac{T_s}{C_f} - \frac{T_s^2 R_f}{2C_f L_f} & 1 - \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} \Gamma = A^{-1}(\Phi - I_{2 \times 2})B &= \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_f} - \frac{R_f T_s^2}{2L_f^2} & \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \\ \frac{T_s^2}{2C_f L_f} & -\frac{T_s}{C_f} - \frac{R_f T_s^2}{L_f C_f} \end{bmatrix} \\ V_{c(k+1)} &= \left( \frac{T_s}{C_f} - \frac{T_s^2 R_f}{2C_f L_f} \right) I_{f(k)} + \left( 1 - \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \right) V_{c(k)} + \left( \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \right) V_{i(k)} \\ &\quad + \left( -\frac{T_s}{C_f} - \frac{R_f T_s^2}{L_f C_f} \right) I_{CH(k)} \end{aligned} \quad (2.29)$$

La fonction de coût (2.30) est ensuite utilisée pour évaluer les huit prédictions et déterminer laquelle est la plus proche de la référence  $V_{ref}$ . Un système triphasé équilibré est utilisé comme référence pour la tension au PCC et, les grandeurs triphasées sont converties dans le domaine complexes  $\alpha-\beta$  afin de simplifier les calculs.

$$J_o = (V_{ref\alpha} - V_{c(k+1)\alpha})^2 + (V_{ref\beta} - V_{c(k+1)\beta})^2 \quad (2.30)$$

### 2.3.4 Contrôle du convertisseur à CC hacheur du GD

Comme présenté à la figure 2.1, le GD est connecté au bus à CC à travers un filtre passif LCL, un pont de diodes triphasé et un convertisseur à CC hacheur. La stratégie de contrôle FS-MPC est utilisée pour contrôler le courant de sortie du convertisseur à CC hacheur. Comme détaillé

à la figure 2.9, des prévisions sont générées pour le courant du convertisseur à CC hacheur et une fonction de coût est utilisée pour évaluer les prédictions et envoyer le signal de commande à la grille de l'IGBT  $S_1$  du convertisseur à CC hacheur. Pour cette application, une constante est utilisée pour la référence afin que le GD fonctionne à son régime nominal.

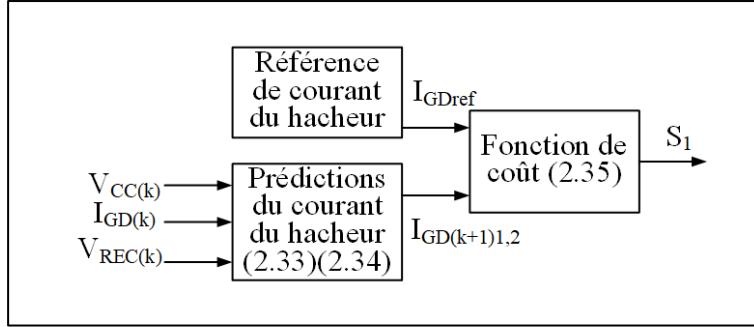


Figure 2.9 Stratégie de contrôle du convertisseur hacheur à CC basée sur le FS-MPC

Les lois de Kirchhoff sont utilisées pour modéliser le système et obtenir les équations (2.31) et (2.32), où :  $V_{REC}$ ,  $I_{GD}$ ,  $V_{CC}$ , et  $L_{GD}$  représentent la tension et le courant de sortie du pont de diodes, la tension du bus à CC et l'inductance du convertisseur hacheur, respectivement. La méthode d'Euler (2.9) est utilisée pour discréteriser le modèle et obtenir les prédictions de courant (2.33) et (2.34). Enfin, la fonction de coût (2.35) est utilisée pour évaluer les prédictions et envoyer le signal à la grille de l'IGBT  $S_1$  du convertisseur à CC hacheur.

$$V_{REC} = L_{GD} \frac{dI_{GD}}{dt} + V_{CC} \quad (2.31)$$

$$L_{GD} \frac{dI_{GD}}{dt} = -V_{CC} \quad (2.32)$$

$$I_{GD(k+1)1} = \frac{T_s}{L_{GD}} (V_{REC(k)} - V_{CC(k)}) + I_{GD(k)} \quad (2.33)$$

$$I_{GD(k+1)2} = -\frac{T_s}{L_{GD}} V_{CC(k)} + I_{GD(k)} \quad (2.34)$$

$$J_{GD1,2} = (I_{GDref} - I_{GD(k+1)1,2})^2 \quad (2.35)$$

## 2.4 Résultats de simulation

Afin de valider les performances de l'architecture présentée dans la figure 2.1 et des stratégies de contrôle développées et détaillées dans les figures 2.6, 2.7, 2.8 et 2.9, le microréseau et ses contrôleurs ont été implémentés dans Matlab/Simulink. Plusieurs scénarios ont été testés comme les transitions entre les modes de fonctionnement 1 et 2, c'est-à-dire la connexion et la déconnexion du GD au microréseau. Également, les transitions entre les modes de fonctionnement 2 et 3, c'est-à-dire la mise en pause de l'algorithme MPPT pour la protection du SSÉ. Aussi, les performances de suivi du PPM par le système PV. Enfin, l'influence du filtre passif LCL sur la qualité de l'énergie au stator de la MS.

### 2.4.1 Transition du mode de fonctionnement 2 vers le mode 1

La figure 2.10 montre la transition du système du mode de fonctionnement 2 vers le mode de fonctionnement 1. On peut voir la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), le courant de la charge ( $I_{CH}$ ), le courant du SSÉ ( $I_B$ ), le courant du convertisseur à CC hacheur du GD ( $I_{GD}$ ), l'état de charge du SSÉ (SOC) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Ce test est réalisé en présence d'une charge linéaire constante et le système PV n'est pas considéré. Au début de la simulation, le GD n'est pas connecté et c'est donc le SSÉ qui alimente la charge électrique, son courant est négatif et son état de charge diminue. Lorsque le SoC devient inférieur à 50%, à  $t = 0.5$  s, le GD démarre et remplit son objectif d'assurer l'alimentation de la charge et de charger la SSÉ, simultanément. Le courant du SSÉ devient positif et le SoC augmente. On peut voir que la tension du bus à CC est bien régulée, ce qui confirme les bonnes performances de la stratégie de contrôle basé sur le FS-MPC proposée pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ.

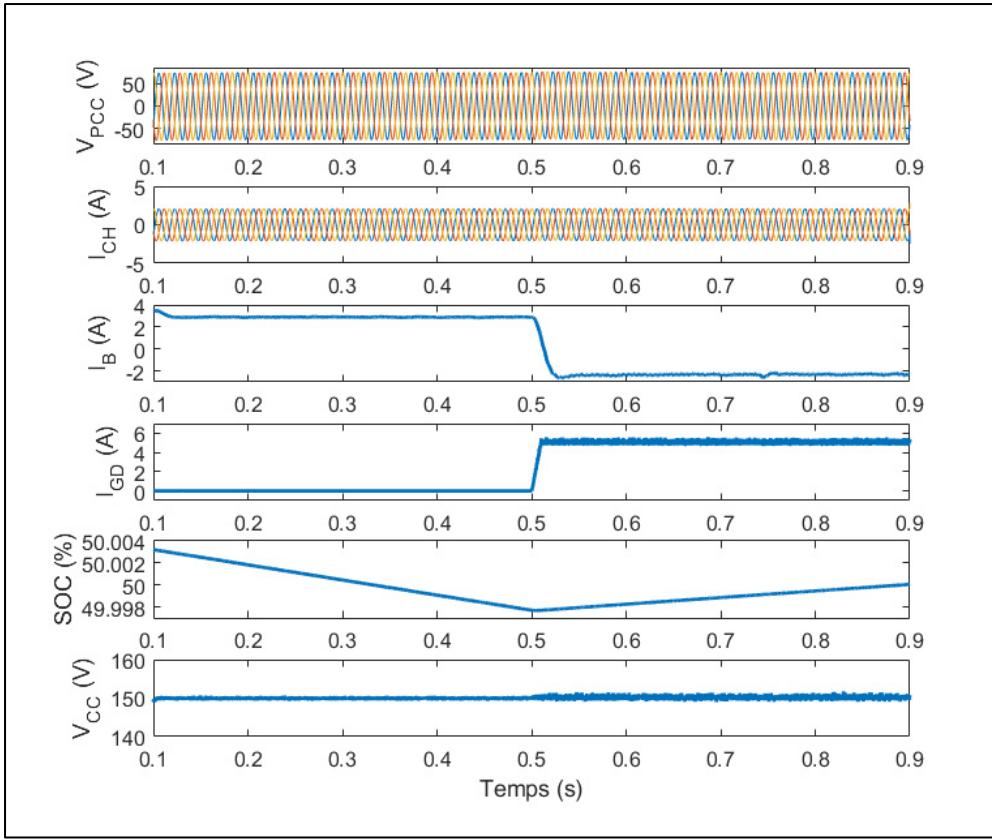


Figure 2.10 Performances dynamiques du système lors de la transition du mode de fonctionnement 2 vers le mode de fonctionnement 1, tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de la charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du convertisseur à CC abaisseur du GD ( $I_{GD}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

Les figures 2.11 (a) et (b) montrent les signaux de commande des IGBT  $S_3$  et  $S_4$  du convertisseur hacheur-élévateur du SSÉ, la figure 2.11 (b) montre un zoom de (a) entre  $t = 0.46$  s et  $t = 0.54$  s lors de la connexion du GD au système. Comme décrit précédemment, la fonction de coût permet d'évaluer les deux prédictions afin de sélectionner laquelle est la plus proche de la référence et les signaux de commande correspondants sont envoyés aux IGBT. Comme on peut le voir, lors de la connexion du GD au système, les formes d'ondes changent au même moment où le courant du SSÉ change, comme on peut le voir à la figure 2.10. Ce qui permet au SSÉ de balancer les courants et de réguler la tension du bus à CC.

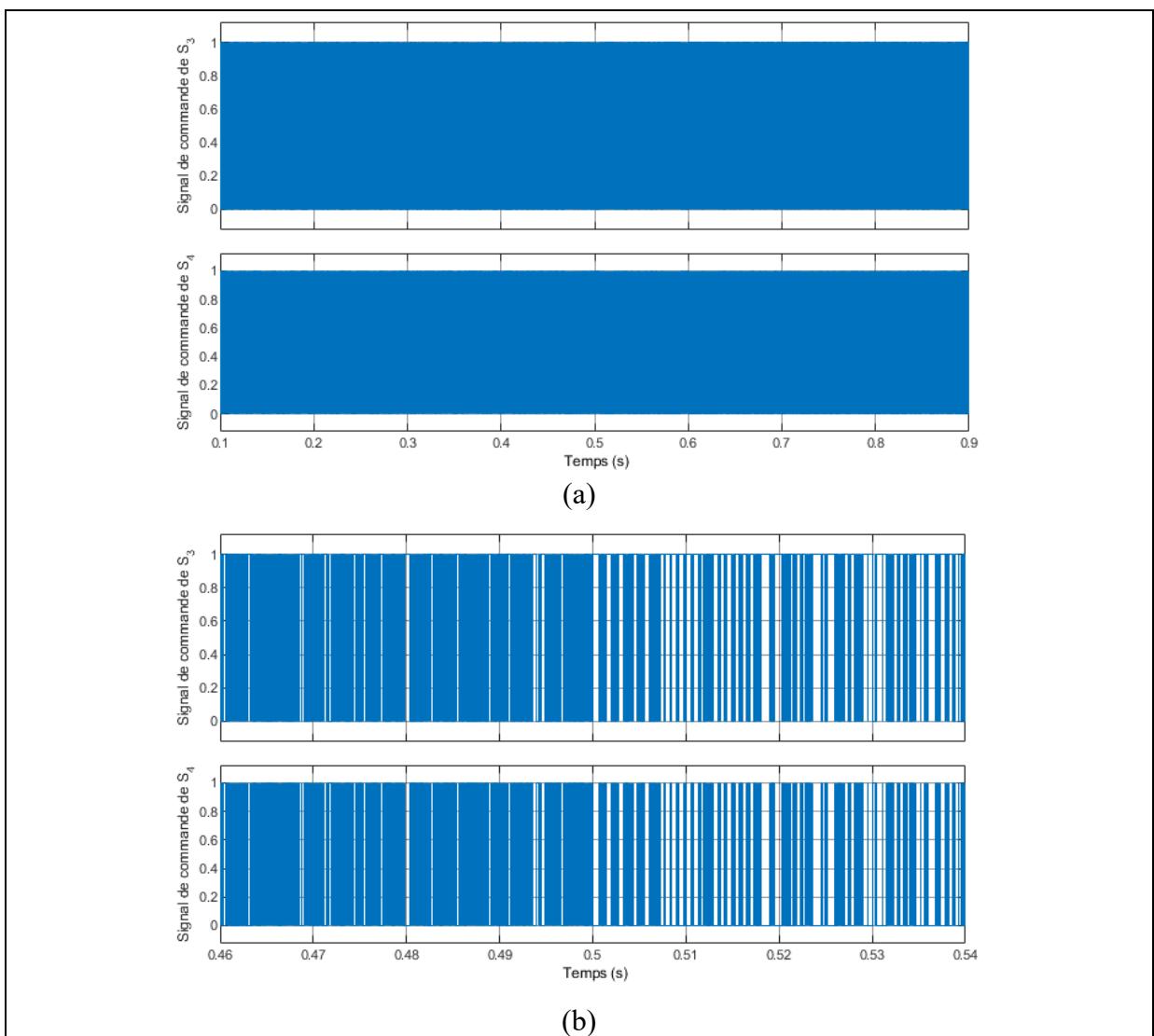


Figure 2.11 Signaux de commande des IGBT  $S_3$  et  $S_4$  (a) et, (b) zoom de (a) entre  $t = 0.46$  s et  $t = 0.54$  s

#### 2.4.2 Transition du mode de fonctionnement 1 vers le mode 2

La figure 2.12 montre la transition du mode de fonctionnement 1 vers le mode de fonctionnement 2. Les mêmes formes d'ondes sont présentées et ce test est également réalisé en présence d'une charge linéaire constante et sans considérer le système PV. On peut voir que le GD est en opération au début de la simulation, il alimente la charge et charge le SSÉ

simultanément. À  $t = 0.5$  s, lorsque le SoC du SSÉ atteint 90%, le GD est mis à arrêt et c'est le SSÉ qui alimente la charge, son courant devient positif, et son SoC diminue. Nous constatons clairement que la régulation de la tension du bus à CC n'est pas affectée par cette transition entre les modes d'opérations 2 et 1, ce qui confirme les bonnes performances de la stratégie de contrôle basé sur le FS-MPC proposée pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur côté SSÉ.

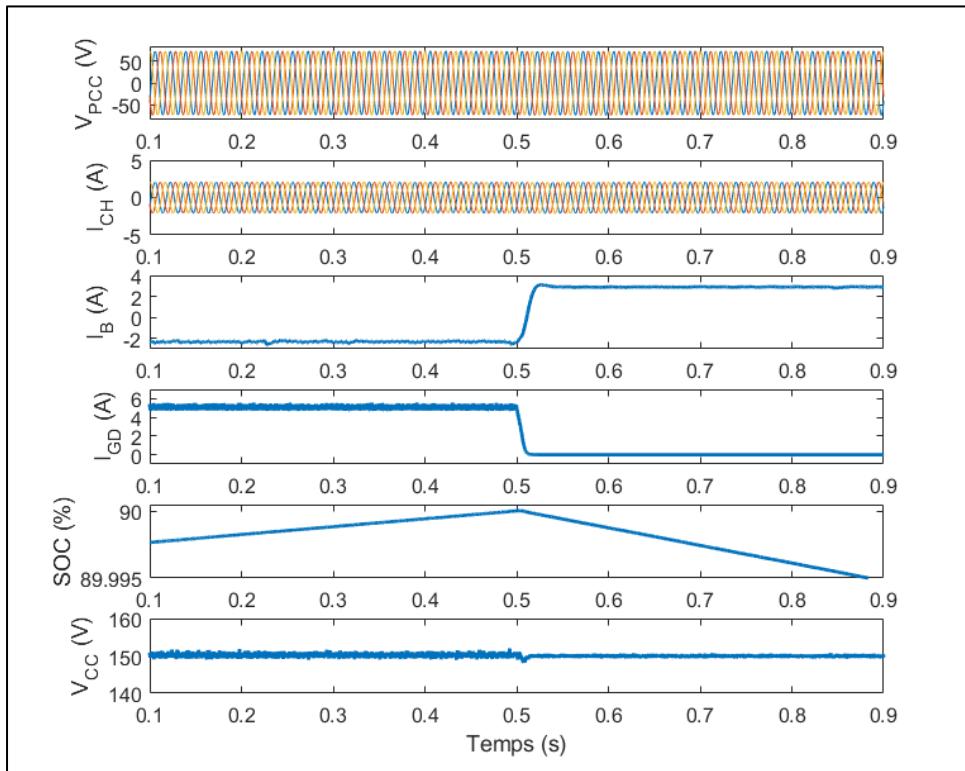


Figure 2.12 Performances dynamiques du système lors de la transition du mode de fonctionnement 1 vers le mode de fonctionnement 2, tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de la charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du convertisseur à CC abaisseur du GD ( $I_{GD}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

### 2.4.3 Transition entre les modes de fonctionnement 2 et 3

La figure 2.13 montre les transitions du mode de fonctionnement 2 vers le mode 3 puis à nouveau vers le mode 2. Les formes d'ondes de la tension du PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du système PV ( $I_{PV}$ ), de l'état de charge du SSÉ (SOC) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) sont présentées. Ce test est réalisé en présence d'une irradiance constante et sans considérer le GD. Comme on peut le voir, le système PV produit suffisamment de courant pour alimenter la charge et charger le SSÉ simultanément jusqu'à  $t = 0.4$  s où le SoC atteint 90%. Le système transitionne au mode d'opération 3 où le système PV ne fonctionne plus à son PPM. Le courant fourni par le système PV est réduit bien que l'irradiance soit maintenue constante, le système PV alimente le microréseau avec la quantité de courant demandée par la charge durant ce mode de fonctionnement. On peut voir que le courant du SSÉ est égal à zéro et que son état de charge est constant à 90% ce qui signifie que le SSÉ n'est ni en charge ni en décharge. À  $t = 0.7$  s, la charge est augmentée et le système PV ne peut pas fournir à lui seul le courant demandé par la charge. Le système revient au mode d'opération 2 où le système PV fonctionne à son PPM. On peut voir que le courant du système PV revient à la valeur qu'il avait au début de la simulation et que le SSÉ se décharge pour alimenter la charge et maintenir les régulations des tensions au PCC et au bus à CC. On observe également que la régulation de la tension du bus à CC n'est pas affectée par ces changements de mode de fonctionnement. Également, on peut dire que les contrôles de niveau inférieur et supérieur se synchronisent parfaitement, les transitions entre les modes de fonctionnement ont été faites dans les conditions prédéterminées sans affecter les régulations de la tension et de la fréquence au PCC et de la tension du bus à CC.

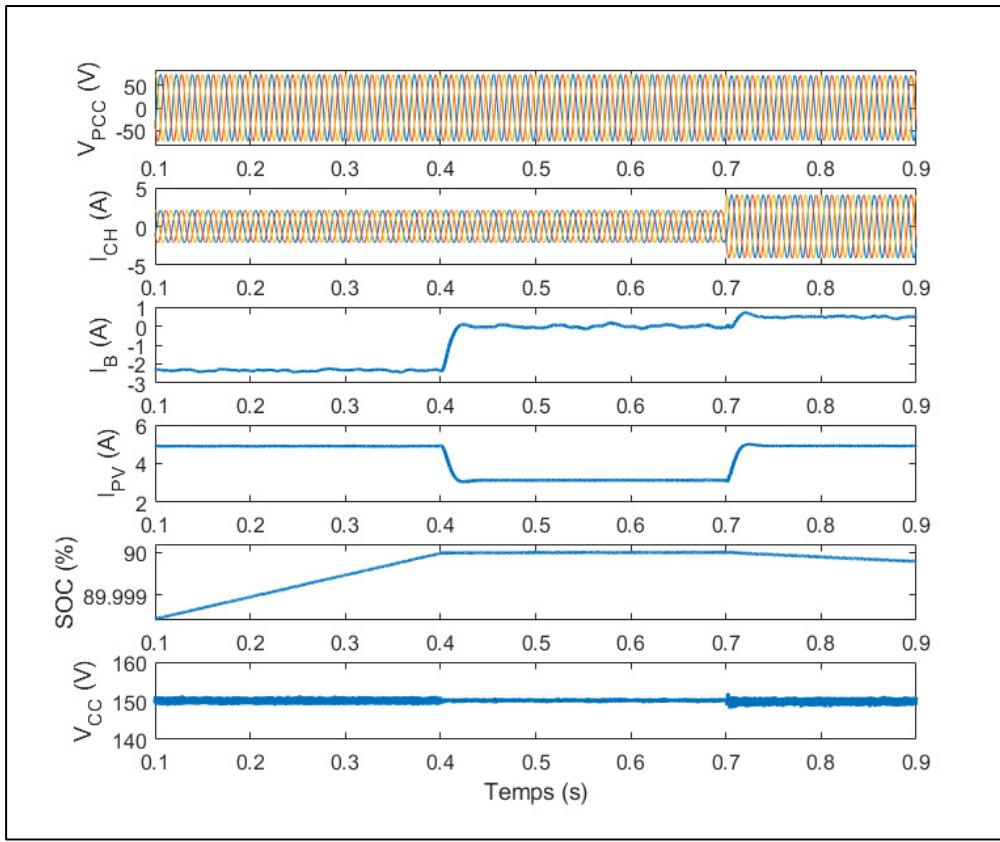


Figure 2.13 Performances dynamiques du système lors de transitions entre les modes d'opération 2 et 3, tension du PCC ( $V_{PCC}$ ), courant de charge ( $I_{CH}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), courant du système PV ( $I_{PV}$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 2.4.4 Performances du système PV

La figure 2.14 montre la réponse dynamique du système lors de variations brusques de l'irradiance. La puissance ( $P_{PV}$ ), la tension ( $V_{PV}$ ) et le courant de sortie du PV ( $I_{PV}$ ), le courant du SSÉ ( $I_B$ ), l'état de charge du SSÉ (SOC) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) sont présentés. Ce test est réalisé en présence d'une charge linéaire constante et, l'irradiance est augmentée à  $t = 0.25$  s et  $t = 0.5$  s et diminuée à  $t = 0.75$  s. Comme on peut voir, la stratégie de contrôle proposée pour le premier niveau de contrôle est capable d'atteindre rapidement le PPM et il y a très peu d'oscillations autour du PPM. De plus, le SSÉ est capable de fournir de l'énergie pour aider le système PV à alimenter la charge ou absorber l'excès puissance générée par le système PV.

Enfin, la régulation de la tension du bus à CC n'est pas affectée par les variations brusques de l'irradiance à  $t = 0.25$  s,  $t = 0.5$  s et à  $t = 0.75$  s.

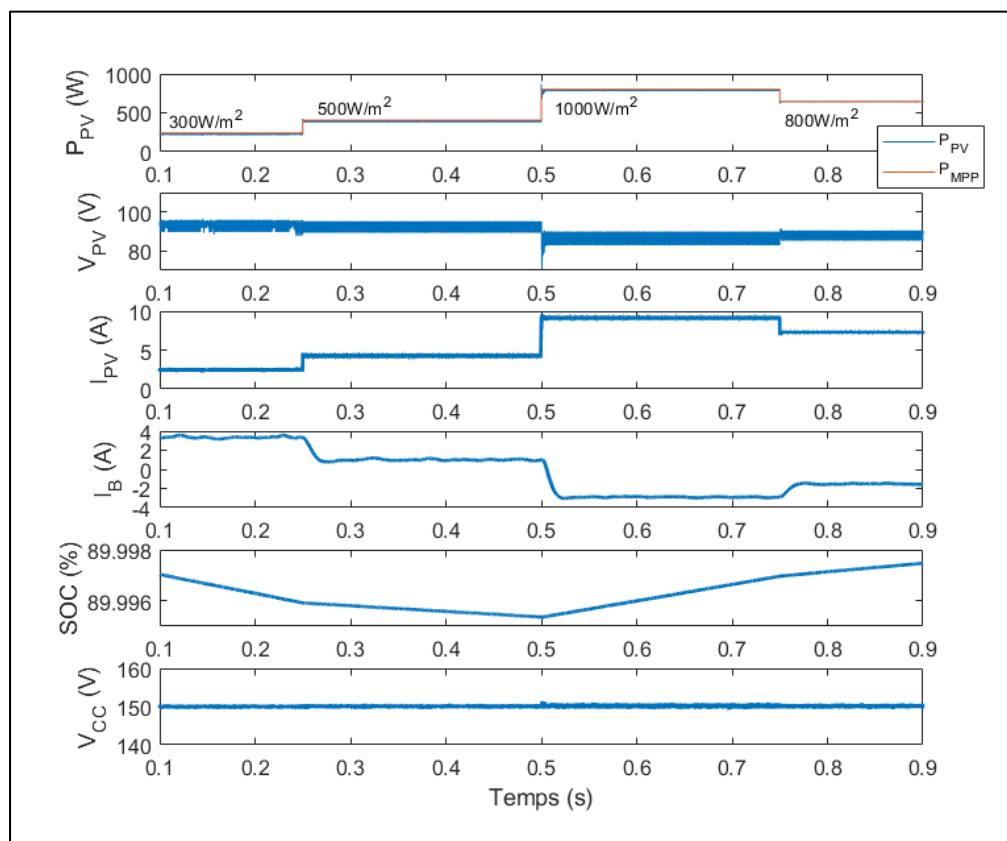


Figure 2.14 Performances dynamiques du système PV en présence de variations brusques de l'irradiance à  $t = 0.25$  s,  $t = 0.5$  s et  $t = 0.75$  s, puissance ( $P_{PV}$ ), tension ( $V_{PV}$ ) et courant de sortie du PV ( $I_{PV}$ ), courant du SSÉ ( $I_B$ ), état de charge du SSÉ (SOC) et tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 2.4.5 Influence du filtre passif sur les tensions et courants du stator de la MS du GD

La figure 2.15 (a) montre la tension et le courant au niveau du stator de la MS du GD s'il était connecté directement au pont de diodes et les THD et spectres harmoniques de la tension et du courant sont présentés à la figure 2.15 (b). La tension et le courant sont pollués et on remarque la présence des 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmoniques. La figure 2.15 (c) montre les formes d'ondes de la tension et du courant mesurés au niveau du stator de la MS du GD et la figure 2.15 (d) leurs

THD et spectres harmoniques lorsque le filtre passif est utilisé entre le stator de la MS du GD et le pont de diodes. Comme on peut le voir, les 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmoniques ont été compensées, les formes d'ondes sont sinusoïdales et les THD sont inférieurs à 5% ainsi l'IEEE Std 519 est respecté.

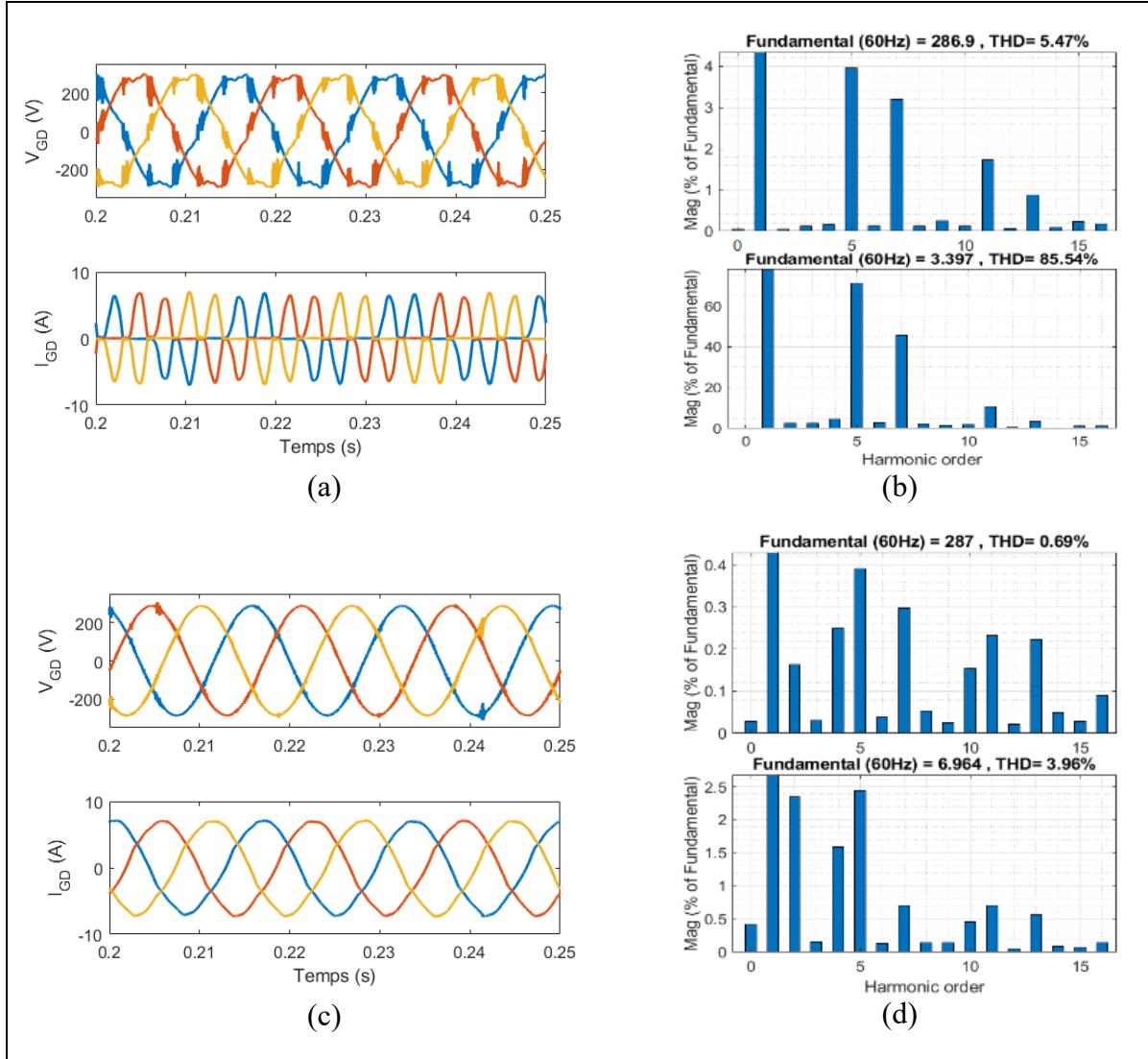


Figure 2.15 Tension et courant mesurés au niveau du stator de la MS du GD sans filtre LCL (a), THD de la tension et du courant au stator de la MS sans filtre LCL (b), tension et courant au stator de la MS avec filtre LCL (c), THD de la tension et du courant au stator de la MS avec filtre LCL (d)

## 2.5 Résultats expérimentaux

Afin de tester les performances des stratégies de contrôle primaire basées sur le FS-MPC et secondaire du contrôle hiérarchique développées pour assurer un fonctionnement stable avec un rendement énergétique optimal de l'architecture de microréseau hybride PV-GD-SSÉ, elles ont été implémentées dans un système à petite échelle conçu au laboratoire et présenté à la figure A.II.1, à l'Annexe II. Les paramètres des éléments de cette plateforme sont détaillés dans le tableau A.I.4, à l'Annexe I. Les mêmes scénarios détaillés dans la partie des tests par simulation ont été validés expérimentalement.

### 2.5.1 Performances dynamiques en présence de variations de la charge lors de fonctionnement en mode d'opération 2

Les figures 2.16 (a), (b) et (c) montrent les performances dynamiques du système en présence de variations de la charge lorsque le système est en mode d'opération 2. Le GD et le système PV ne sont pas considérés pour ce test et les formes d'ondes de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), de la tension du PCC ( $V_{PCC}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) sont présentées. La charge est augmentée à  $t = 1.2$  s et est diminuée à  $t = 2.8$  s. La figure 2.16 (b) montre un zoom de (a) entre  $t = 0.2$  s et  $t = 2.2$  s, et la figure 2.16 (c) zoom de (a) entre  $t = 2$  s et  $t = 4$  s. On peut clairement voir que le SSÉ fournit le courant à la charge et lorsque la charge varie, les tensions du bus à CC et du PCC sont régulés correctement, ce qui démontre les bonnes performances de la stratégie de contrôle développée basée sur le FS-MPC pour le convertisseur d'interfaçage.

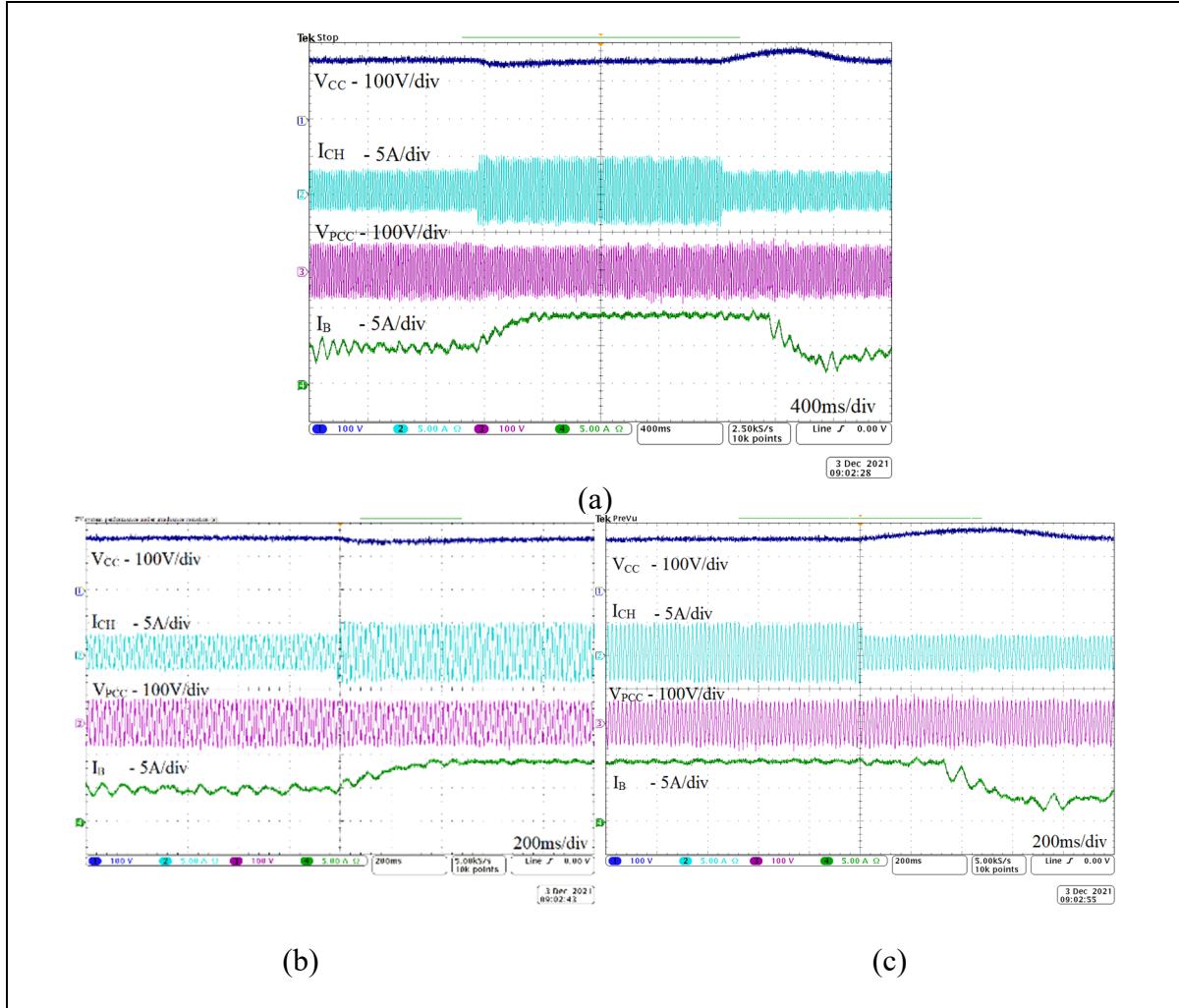


Figure 2.16 Résultats expérimentaux lors du fonctionnement en mode d'opération 2 de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), de la tension du PCC ( $V_{PCC}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) en présence de variations de la charge à  $t = 1.2$  s et  $t = 2.8$  s (a) ; (b) zoom de (a) entre  $t = 0.2$  s et  $t = 2.2$  s, (c) zoom de (a) entre  $t = 2$  s et  $t = 4$  s

### 2.5.2 Transition entre les modes de fonctionnement 1 et 2

Les figures 2.17 (a) et (b) montrent les transitions du mode d'opération 1 vers le mode d'opération 2 et du mode d'opération 2 vers le mode d'opération 1 respectivement. Les formes d'ondes de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), de la tension PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du convertisseur à CC hacheur du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) sont présentées. Pour ce test, le PV et les

charges ne sont pas pris en compte. Comme on peut le voir, la connexion et la déconnexion du GD n'affectent pas les régulations des tensions du bus à CC et du PCC et le SSÉ absorbe le courant généré par le GD. Ce qui démontre que les performances des contrôles de niveau inférieur ne sont pas affectées par les décisions et consignes du contrôleur de niveau supérieur, c'est-à-dire les transitions entre les modes de fonctionnement.

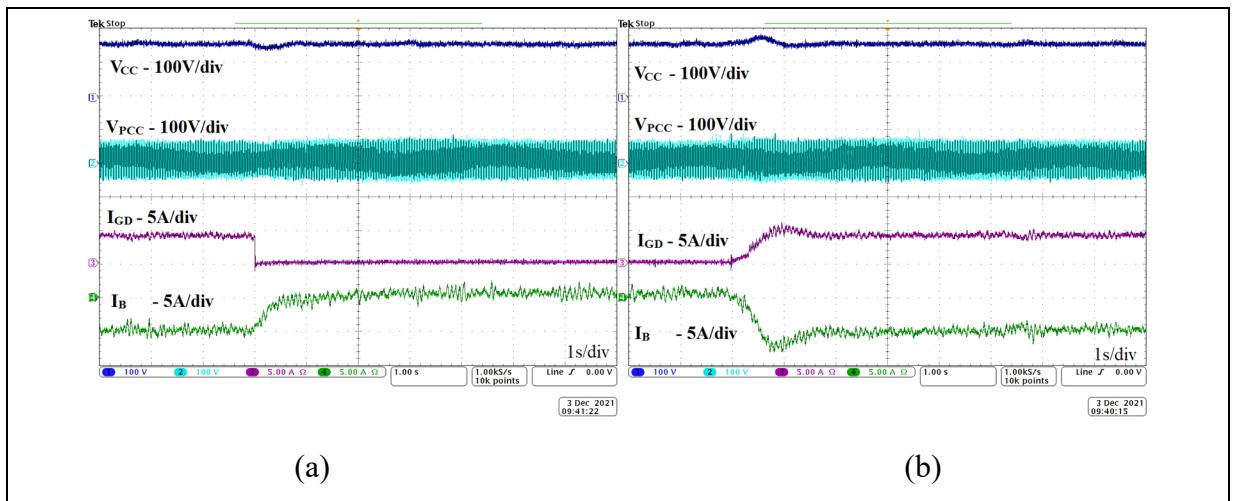


Figure 2.17 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), de la tension PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du convertisseur à CC hacheur côté du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant du SSÉ ( $I_B$ ) pour les transitions du mode d'opération 1 vers le mode d'opération 2 (a) et du mode d'opération 2 vers le mode d'opération 1 (b)

### 2.5.3 Performances dynamiques du système PV

L'objectif de ce test est de valider les performances du contrôleur de niveau primaire du contrôle hiérarchique basé sur le FS-MPC développé pour le système PV. Comme détaillé sur la figure 2.6, la technique P&O est utilisée pour le suivi du PPM afin de générer la référence de courant et le FS-MPC est utilisé pour suivre cette référence en se basant sur le modèle du convertisseur à CC élévateur. Les figures 2.18 (a), (b) et (c) montrent la réponse dynamique du système lors de la variation de l'irradiance pendant le mode d'opération 2. Pour ce test le GD n'est pas pris en compte. Les formes d'ondes de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), des courants de la charge ( $I_{CH}$ ), du PV ( $I_{PV}$ ) et du SSÉ ( $I_B$ ) sont présentées, ce test est réalisé en présence

d'une charge constante. Nous voyons clairement que durant ce mode de fonctionnement, le SSÉ alimente la charge lorsque le PV ne génère aucun courant et, lorsque l'irradiance est augmentée à  $t = 3$  s et que le PV fournit du courant, le courant du SSÉ est réduit jusqu'à ce que l'irradiance soit diminuée à  $t = 7.2$  s et le SSÉ alimente alors à nouveau la charge. La figure 2.18 (b) montre un zoom de (a) entre  $t = 1$  s et  $t = 5$  s; et la figure 2.18 (c) montre un zoom de (a) entre  $t = 5.2$  s et  $t = 9.2$  s. On constate que la tension du bus à CC est bien régulée lors de ces brusques variations. Ainsi les stratégies de contrôle proposées pour les contrôleurs de niveau primaire performent correctement et aucune divergence n'est observée. Le système réagit rapidement aux variations de l'irradiance sans dépassemens importants, ce qui confirme les bonnes performances des stratégies de contrôle proposées.

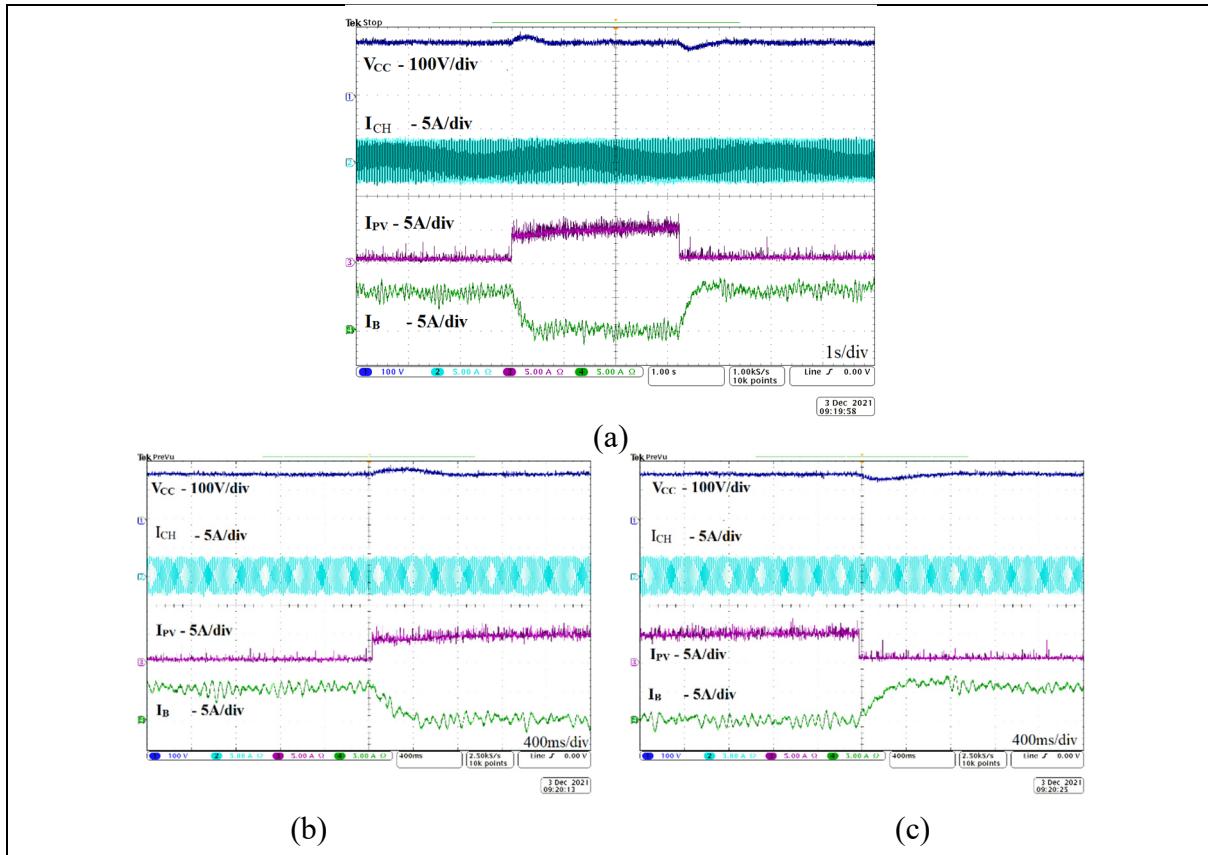


Figure 2.18 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de la charge ( $I_{CH}$ ), du PV ( $I_{PV}$ ) et du SSÉ ( $I_B$ ) au mode 2 en présence de variations de l'irradiance à

$t = 3 \text{ s}$  et  $t = 7.2 \text{ s}$  (a) ; (b) zoom de (a) entre  $t = 1 \text{ s}$  et  $t = 5 \text{ s}$ ; (c) zoom de (a) entre  $t = 5.2 \text{ s}$  et  $t = 9.2 \text{ s}$

#### 2.5.4 Qualité de l'énergie au stator de la MS du GD

L'objectif de ce test est de montrer l'utilité et l'influence du filtre passif LCL pour la protection de la MS contre la propagation des harmoniques d'ordres 5 et 7. Les figures 2.19 (a) et (b) montrent les formes d'ondes des tensions ( $V_{GD}$ ) et du courant mesuré au niveau du stator de la MS ( $I_{GD}$ ) ainsi que le courant d'excitation de la MS ( $I_{exc}$ ) avec et sans le filtre passif LCL, respectivement. Les figures 2.19 (c) et (d) montrent les spectres harmoniques de la tension et du courant au stator de la MS sans le filtre passif LCL et les figures 2.19 (e) et (f) montrent les mêmes spectres harmoniques lorsque le filtre passif LCL est utilisé. Comme on peut le voir, le filtre est capable de compenser les 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmoniques et les formes d'ondes de tension et de courant du GD sont sinusoïdales. Les THD passent de 13% pour la tension et de 21.3% pour le courant à 2.2%, soit inférieur à la limite de 5% de l'IEEE Std 519.

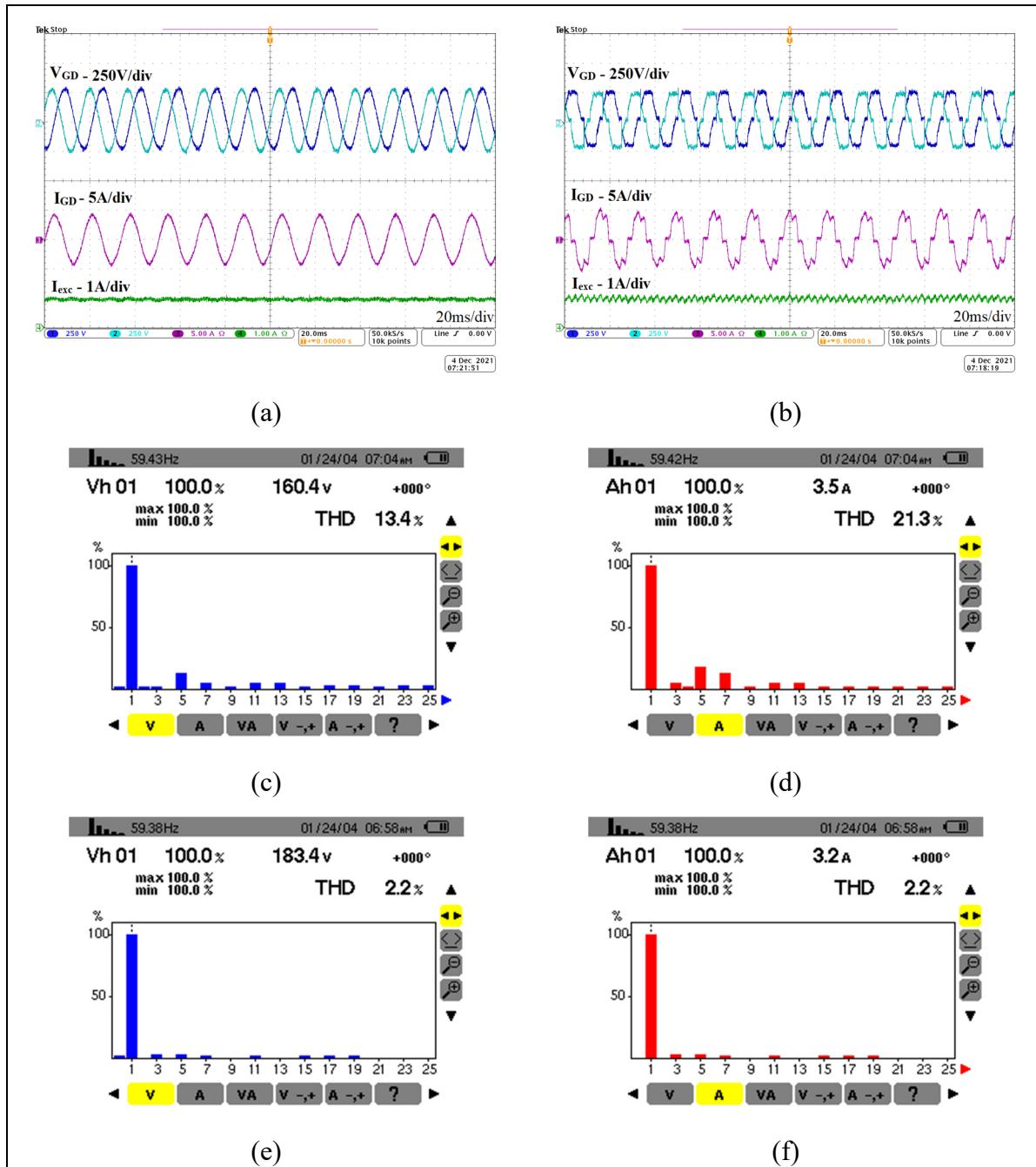


Figure 2.19 (a) Performances de la tension ( $V_{GD}$ ), du courant mesurés au stator de la MS ( $I_{GD}$ ) et du courant d'excitation de la MS ( $I_{exc}$ ) avec le filtre passif LCL, (b) sans le filtre passif LCL, (c) spectre harmonique de la tension au stator sans filtre, (e) avec le filtre, (d) spectre harmonique de courant statorique sans filtre LCL et (f) avec filtre LCL

## 2.6 Conclusion

Dans ce chapitre, le FS-MPC est développé pour les différents contrôleurs de niveau primaire du contrôle hiérarchique pour contrôler les différents convertisseurs de puissance de l'architecture du microréseau hybride isolé basé sur un système PV, un SSÉ et un GD. Des tests de simulation et expérimentaux au laboratoire en présence de différentes conditions ont été effectués et des résultats, pour prouver les bonnes performances des stratégies de contrôle, ont été présentés. Le GD a été connecté du côté à CC pour éviter les problèmes de synchronisation avec le PCC et un filtre passif a été installé entre les terminaux du stator de la machine synchrone et l'entrée du pont de diodes triphasé pour compenser les 5<sup>ème</sup> et 7<sup>ème</sup> harmoniques générées par le pont de diodes. Le contrôle hiérarchique développé et pour l'architecture du microréseau hybride permet au GD de fonctionner à sa puissance nominale pour garantir son efficacité et améliorer sa durée de vie. Différents modes de fonctionnement ont été définis au niveau supérieur du contrôle hiérarchique et, les transitions entre les différents modes de fonctionnement ont été étudiées et validées, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus montrent des performances satisfaisantes. Comme le convertisseur d'interfaçage est la seule source de tension connectée au PCC, sa stratégie de contrôle est plus simple et montre une bonne régulation de la fréquence et de la tension au PCC en tout temps. Le convertisseur à CC élévateur du système PV est contrôlé à l'aide d'une stratégie de contrôle à deux niveaux pour éviter l'utilisation d'une charge de délestage comme élément supplémentaire dans l'architecture proposée pour protéger le SSÉ contre la surcharge et il est capable de suivre le PPM correctement. La stratégie de contrôle de niveau primaire proposée pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ montre une bonne régulation de la tension du bus à CC en présence de variations de la charge et de l'irradiance ainsi que durant les transitions de mode de fonctionnement, lors de la connexion et déconnexion du GD. Enfin, l'utilisation du contrôle FS-MPC développé pour le contrôle de niveau inférieur du contrôle hiérarchique permet d'éviter l'utilisation de contrôleurs PI conventionnels ce qui permet au système de converger plus rapidement et d'éviter l'étape de réglage des paramètres des régulateurs PI.



## **CHAPITRE 3**

### **IMPLÉMENTATION EN TEMPS RÉEL DE LA MÉTHODE D'OPTIMISATION BFO POUR LA GESTION DES PUSSANCES POUR LE NIVEAU SECONDAIRE DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE**

#### **3.1 Introduction**

Dans ce chapitre, nous détaillons la conception et l'implémentation de contrôleurs au niveau primaire et secondaire du contrôle hiérarchique pour la gestion des puissances dans un microréseau isolé hybride SÉR-GD-SSÉ. La méthode BFO est utilisée au niveau secondaire pour calculer en temps réel les références des puissances active et réactive qui sont utilisées comme références par le contrôleur de niveau primaire basé sur le FS-MPC dont l'objectif est de générer des courants de référence pour contrôler le convertisseur d'interfaçage. Enfin, des tests de simulation et au laboratoire ont été effectués et des résultats en présence de différentes conditions sont présentés .

#### **3.2 Présentation du microréseau hybride à l'étude**

Le microréseau à l'étude pour ce chapitre est présenté à la figure 3.2. Il est composé d'un moteur diesel couplé avec une machine synchrone connectée directement au PCC et d'un SSÉ qui est connecté au bus à CC via un convertisseur à CC abaisseur-élévateur. Un convertisseur d'interfaçage et un filtre RLC permettent de faire le lien entre les bus à CC et à CA de l'architecture du microréseau hybride SÉR-GD-SSÉ. Au niveau primaire du contrôle hiérarchique, les deux convertisseurs sont contrôlés à l'aide du FS-MPC. Le convertisseur à CC abaisseur-élévateur est contrôlé dans l'objectif de maintenir constante la tension du bus à CC en contrôlant le courant du SSÉ. Le convertisseur d'interfaçage est contrôlé en utilisant le FS-MPC au niveau primaire du contrôle hiérarchique et un gestionnaire de puissance basé sur la méthode BFO au niveau secondaire pour alimenter les charges avec une tension et une fréquence constante, contrôler les échanges de puissance entre les deux bus et améliorer la

qualité de l'énergie au PCC. Des charges dynamiques linéaires et non linéaires sont considérées dans les tests de performances. Dans cette étude les SÉR ne sont pas considérées. Les différents modes de fonctionnement permettant de gérer le démarrage, la synchronisation et la connexion du GD au PCC du microréseau ainsi que son arrêt et sa déconnexion et qui correspondent au contrôle de niveau tertiaire du contrôle hiérarchique ne se sont pas non plus considérés dans cette étude. Le tableau A.2 détaille les valeurs des différents éléments du microréseau.

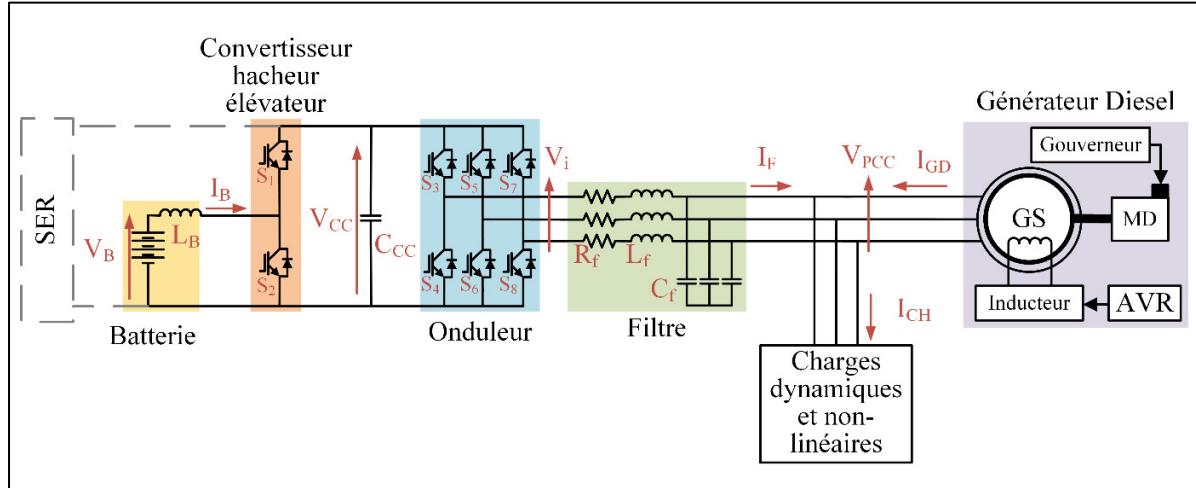


Figure 3.1 Architecture proposée pour un microréseau hybride SÉR-GD-ÉSS à l'étude

### 3.3 Stratégie de contrôle de niveau primaire basée sur le FS-MPC pour le convertisseur d'interfaçage

La figure 3.2 détaile le contrôle développé pour le convertisseur d'interfaçage. On peut voir que le gestionnaire de puissance BFO, au niveau secondaire du contrôle hiérarchique, génère les références de puissance active et réactive qui sont utilisées pour calculer la référence de courant du convertisseur d'interfaçage dans un contrôleur de niveau primaire basé sur le FS-MPC. Cette référence est comparée aux prédictions du courant du convertisseur d'interfaçage à la prochaine période d'échantillonnage grâce à une fonction de coût. Cette fonction de coût

permet de sélectionner les signaux de commande qui seront envoyés aux grilles des IGBT du convertisseur d'interfaçage.

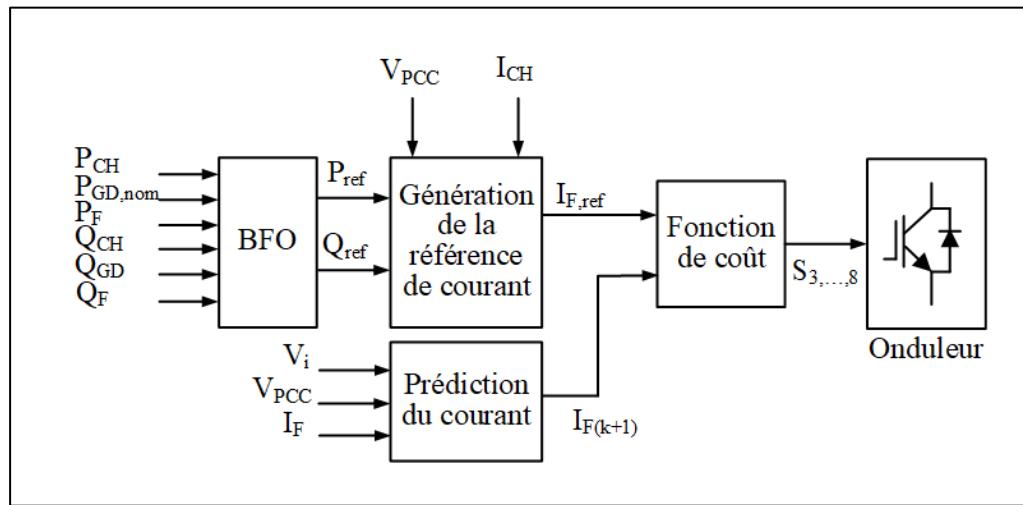


Figure 3.2 Stratégie de contrôle de niveau primaire et secondaire pour le contrôle du convertisseur d'interfaçage

### 3.3.1 Génération de la référence de courant du convertisseur d'interfaçage

La référence de courant du convertisseur d'interfaçage permet de garantir les échanges de puissance, la qualité de l'énergie et, la régulation de la tension et de la fréquence au PCC. Pour les échanges de puissance, les références générées par le gestionnaire BFO sont utilisées, comme le montre la figure 3.3. Pour la qualité de l'onde, la tension au PCC et le courant de charge sont transformés en grandeur complexe grâce à la transformée de Clark comme le montrent (3.1) et (3.2). Les puissances active et réactive instantanées sont ensuite calculées (3.3). La puissance active contient une composante moyenne et une composante oscillante qui contient les harmoniques et un filtre passe-bas est utilisé pour ne garder que la partie oscillante. Cette partie est ensuite soustraite à la référence de puissance active obtenue avec le gestionnaire BFO. Pour la puissance réactive, la référence générée par le gestionnaire BFO est directement utilisée afin de créer les nouvelles références de courant (3.4).

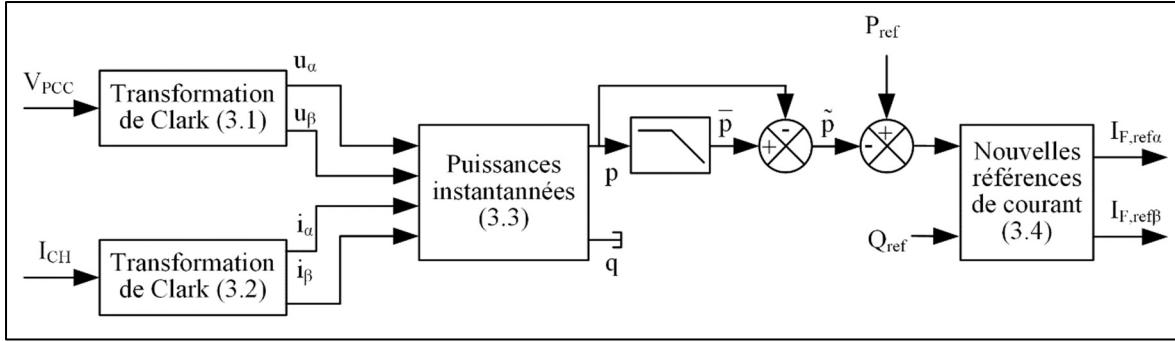


Figure 3.3 Génération de la référence de courant du convertisseur d'interfaçage

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{PCCA} \\ V_{PCCB} \\ V_{PCCC} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{CHA} \\ I_{CHB} \\ I_{CHC} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} I_{F,ref\alpha} \\ I_{F,ref\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ -u_\beta & u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} - \tilde{p} \\ Q_{ref} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

### 3.3.2 Prédiction du courant du convertisseur d'interfaçage

Pour cette étape, un vecteur regroupant toutes les valeurs possibles de tension de sortie du convertisseur d'interfaçage est défini (3.5). En utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient le modèle mathématique du système et l'équation de la tension au PCC (3.6). Afin d'implémenter dans un contrôleur digital ces équations, il faut les discréteriser et comme le système est de premier ordre, on peut utiliser la méthode d'Euler (2.9). On obtient alors le vecteur des valeurs possibles de courant du convertisseur d'interfaçage à la période d'échantillonnage suivante (3.7).

$$V_i = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{CC} e^{\frac{j(i-1)\pi}{3}} & ; i = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & ; i = 0, 7 \end{cases} \quad (3.5)$$

$$V_{PCC} = V_i - L_f \frac{dI_F}{dt} - R_f I_F \quad (3.6)$$

$$I_{F(k+1)} = \frac{T_s}{L_f} V_i - \frac{T_s}{L_f} V_{PCC(k)} + I_{F(k)} \left( 1 - \frac{R_f T_s}{L_f} \right) \quad (3.7)$$

### 3.3.3 Détermination de la fonction de coût

Afin d'évaluer ces prédictions et de définir laquelle est la plus proche du courant de référence, la fonction de coût (3.8) qui se base sur les erreurs des parties active et réactive est utilisée. À chaque période d'échantillonnage, la fonction de coût est calculée pour chacune des prédictions et, la prédiction avec la valeur de fonction de coût correspondante la plus faible est donc la plus proche de la référence. Les signaux de commande correspondants sont alors envoyés aux IGBT afin de contrôler le convertisseur d'interfaçage.

$$g_1 = (I_{F,ref\alpha} - I_{F(k+1)\alpha})^2 + (I_{F,ref\beta} - I_{F(k+1)\beta})^2 \quad (3.8)$$

### 3.4 Stratégie de contrôle de niveau secondaire basée sur la technique BFO pour le convertisseur d'interfaçage

La technique BFO est basée sur le comportement des bactéries E. coli et leur comportement de recherche de nourriture. Cette méthode est composée de cinq étapes : 1) initialisation, 2) chimiotaxie, 3) fourmillement, 4) reproduction et, 5) élimination et dispersion. Un organigramme détaillant les différentes étapes de la technique BFO est montré à la figure 3.4.

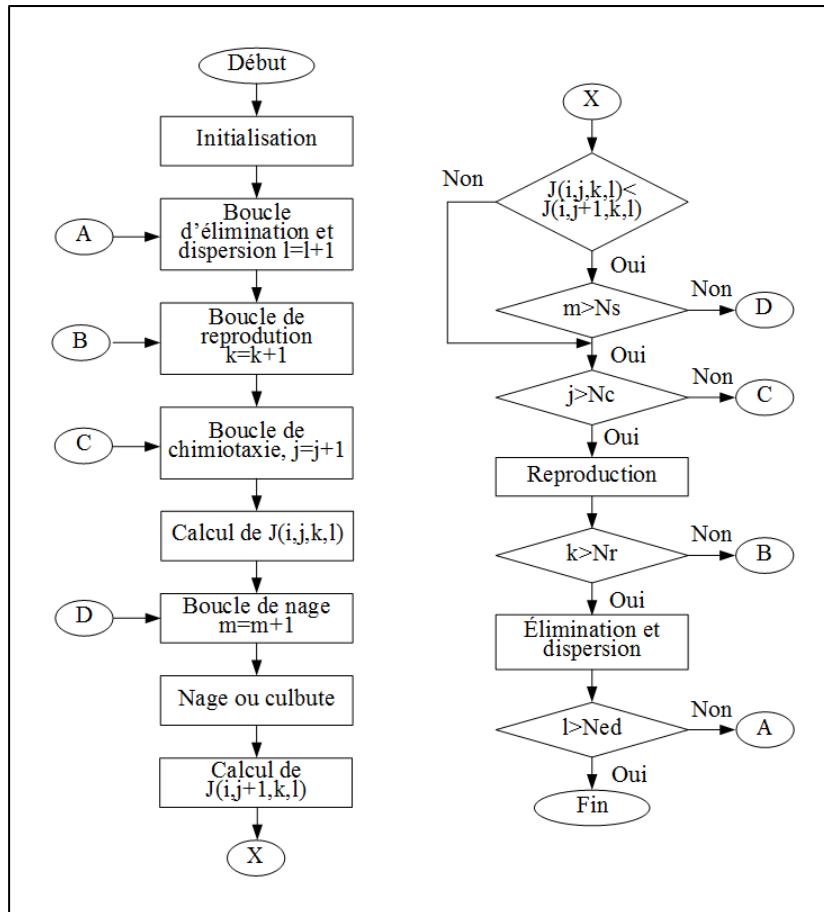


Figure 3.4 Organigramme de la méthode BFO

### 3.4.1 Initialisation

Tout d'abord, de nombreux coefficients doivent être définis et il n'existe pas d'approche mathématique permettant de définir ces coefficients. Ainsi, une méthode heuristique doit être utilisée, c'est-à-dire que des valeurs permettant d'arriver à un fonctionnement acceptable sont sélectionnées en se basant sur l'essai-erreur. Ces coefficients sont : le nombre de bactéries ( $S$ ), le nombre de boucles de chimiotaxie ( $N_c$ ), le nombre d'étapes de natation ( $N_s$ ), le nombre d'étapes de reproduction ( $N_e$ ) et le nombre d'étapes d'élimination et dispersion ( $N_{ed}$ ). La position initiale des bactéries est définie aléatoirement autour des valeurs de puissances mesurées.

Également, la fréquence d'activation du gestionnaire de puissance doit être définie avec attention. Comme il est composé de plusieurs boucles interconnectées, le temps nécessaire au calcul des nouvelles références de puissances peut être important et il n'est donc pas possible de calculer de nouvelles références pour chaque période d'échantillonnage. Cependant, pour que le système fonctionne au mieux, il est important de calculer de nouvelles références le plus souvent possible. Ainsi, il est nécessaire de faire un compromis et nous avons choisi de calculer de nouvelles références toutes les 5 ms.

Enfin, les références doivent être définies, pour cette application, le GD est connecté au côté à CA du microréseau et le gestionnaire de puissance a les objectifs suivants : faire fonctionner le GD à sa puissance nominale et la puissance réactive doit être fournie par le SSÉ à travers le convertisseur d'interfaçage. Ainsi, les références de puissance active et réactive du convertisseur d'interfaçage sont définies comme dans (3.9), où  $\theta_{Pref}$ ,  $\theta_{Qref}$ ,  $P_{CH}$ ,  $P_{GDnom}$ ,  $Q_{CH}$  et  $Q_{GD}$  représentent les références de puissances active et réactive, la puissance active mesurée à la charge, la puissance nominale de la machine synchrone du GD, la puissance réactive mesurée à la charge et la puissance réactive mesurée au GD, respectivement.

$$\theta_r = \begin{pmatrix} \theta_{Pref} = P_{CH} - P_{GDnom} \\ \theta_{Qref} = -Q_{CH} - Q_{GD} \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

### 3.4.2 Chimiotaxie

Cette étape vise à émuler le mouvement des bactéries. Une bactérie peut se déplacer dans la même direction qu'à l'étape précédente, on dit alors qu'elle nage ; ou bien se déplacer dans une direction aléatoire, on dit alors qu'elle culbute. Le mouvement d'une bactérie est défini comme dans (3.10) où,  $\theta(i,j,k,l)$  représente la bactérie numéro  $i$ , à l'étape de chimiotaxie  $j$ , à l'étape de reproduction  $k$  et à l'étape d'élimination et dispersion  $l$ . Les coefficients  $c$  et  $sgn(\Delta)$  représentent la longueur et la direction de ce mouvement et  $c$  et  $\Delta$  sont générés aléatoirement.

$$\theta(i, j, k, l) = \theta(i, j - 1, k, l) + c \times sgn(\Delta) \quad (3.10)$$

La fonction de coût (3.11) est utilisée pour définir si les bactéries sont plus ou moins proches de la référence.

$$J(i, j, k, l) = |\theta_r - \theta(i, j, k, l)| \quad (3.11)$$

Une nouvelle fonction de coût est calculée après chaque déplacement et les valeurs  $J(i, j, k, l)$  et  $J(i, j - 1, k, l)$  sont comparées. Tant que la fonction de coût diminue, la bactérie continue d'avancer dans la même direction jusqu'à ce que la fonction de coût augmente ou que le nombre maximum d'étapes de natation ( $N_s$ ) soit atteint.

### 3.4.3 Fourmillement

Les bactéries E.coli sont capables de communiquer entre elles afin d'indiquer aux autres si leur position est plus ou moins bonne ou mauvaise. Cette information influence le comportement des autres bactéries dans le choix de leur déplacement. Ce phénomène est connu sous le nom de fourmillement et la fonction de coût est modifiée afin d'émuler ce comportement. Le terme  $J_{CC}$  est ajouté à la fonction de coût présenté en (3.11), comme présenté dans (3.12) et (3.13).

$$\begin{aligned} & J_{CC}(\theta, \theta^i(j, k, l)) \\ &= \sum_{i=1}^S J_{CC}^i(\theta, \theta^i(j, k, l)) \\ &= \sum_{i=1}^S \left[ -d_a \exp \left( -w_a \sum_{m=1}^p (\theta - \theta^i)^2 \right) \right] \quad (3.12) \\ &+ \sum_{i=1}^S \left[ -h_r \exp \left( -w_r \sum_{m=1}^p (\theta - \theta^i)^2 \right) \right] \end{aligned}$$

$$J(i, j, k, l) = J(i, j, k, l) + J_{CC}(\theta, \theta^i(j, k, l)) \quad (3.13)$$

Où,  $d_a$ ,  $w_a$ ,  $h_r$  et  $w_r$  représentent respectivement la profondeur et la largeur du signal d'attraction et la hauteur et largeur du signal de répulsion. Pour cette équation, les notations ont été simplifiées,  $\theta$  représente la bactérie à l'étude et  $\theta^i$  représente les bactéries qui ont déjà bougé à cette étape de chimiotaxie.

#### 3.4.4 Reproduction

Les bactéries sont ensuite triées suivant la valeur de leur fonction de coût. La moitié la plus « en mauvaise santé », c'est-à-dire les bactéries avec les valeurs de fonction de coût les plus fortes, vont alors mourir, et la moitié « en meilleure santé » c'est-à-dire les bactéries avec les valeurs de fonction de coût les plus faibles vont alors se dupliquer en deux bactéries à la même position. Ainsi le nombre de bactéries reste constant et l'ensemble de la population est alors « en meilleure santé ».

#### 3.4.5 Élimination et dispersion

Il arrive parfois que les bactéries E. coli disparaissent ou bien soient dispersées dans leur environnement. Ce phénomène pourrait être vu comme non productif, mais il permet d'aider l'étape de chimiotaxie en réduisant les chances d'être coincé dans un minimum local. Ainsi, un coefficient de probabilité  $P_{ed}$  est défini et, pour chaque étape d'élimination et de dispersion, l'ensemble des bactéries est soumis à l'élimination et la dispersion avec la probabilité  $P_{ed}$ . Si une bactérie est éliminée ou dispersée, elle est remplacée par une nouvelle à une position aléatoire afin de garder un nombre constant de bactéries.

### 3.5 Stratégie de contrôle de niveau primaire basée sur le FS-MPC pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ

Le FS-MPC est également utilisé pour contrôler le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ. Encore une fois, on retrouve trois étapes : la prédition du courant, la création du courant de référence et la fonction de coût.

#### 3.5.1 Prédictions du courant du SSÉ

En utilisant les lois de Kirchhoff sur le modèle du convertisseur à CC abaisseur-élévateur présenté à la figure 3.1, on obtient (3.14) lorsque  $S_1$  est fermé et  $S_2$  est ouvert et (3.15) lorsque  $S_1$  et  $S_2$  sont ouvert et fermé, respectivement. Comme la régulation de la tension du bus à CC est faites en contrôlant le courant du SSÉ, les prédictions de courant sont utilisées. En utilisant la méthode d'Euler (2.9) pour discréteriser les équations (3.14) et (3.15), on obtient les prédictions de courant de SSÉ (3.16).

$$\frac{dI_B}{dt} = \frac{1}{L_B}V_B - \frac{1}{L_B}V_{CC} \quad (3.14)$$

$$\frac{dI_B}{dt} = \frac{1}{L_B}V_B \quad (3.15)$$

$$\begin{cases} I_{B(k+1)1} = \frac{T_s}{L_b}V_{B(k)} - \frac{T_s}{L_b}V_{CC} + I_{B(k)} \\ I_{B(k+1)2} = \frac{T_s}{L_b}V_{B(k)} + I_{B(k)} \end{cases} \quad (3.16)$$

#### 3.5.2 Estimation de la référence de courant du SSÉ

Comme le courant de référence doit permettre la régulation de la tension du bus à CC, deux composantes doivent être prises en compte. 1) la quantité de courant nécessaire à la régulation de la tension du bus à CC, qui est obtenue en calculant l'erreur entre la tension mesurée et sa référence. 2) la quantité de courant qui vient du côté à CA qui est calculée à partir de la

puissance mesurée au niveau du convertisseur d’interfaçage. Enfin, cette valeur représente la quantité de courant au niveau du bus à CC qui doit donc être ajustée pour représenter la quantité de courant que le SSÉ doit absorber.

$$I_{B,ref} = \frac{V_{CC,ref}}{V_B} \left[ \frac{P_F}{V_{CC,ref}} + \frac{C_{CC}}{T_s} (V_{CC,ref} - V_{CC}) \right] \quad (3.17)$$

### 3.5.3 Détermination de la fonction de coût

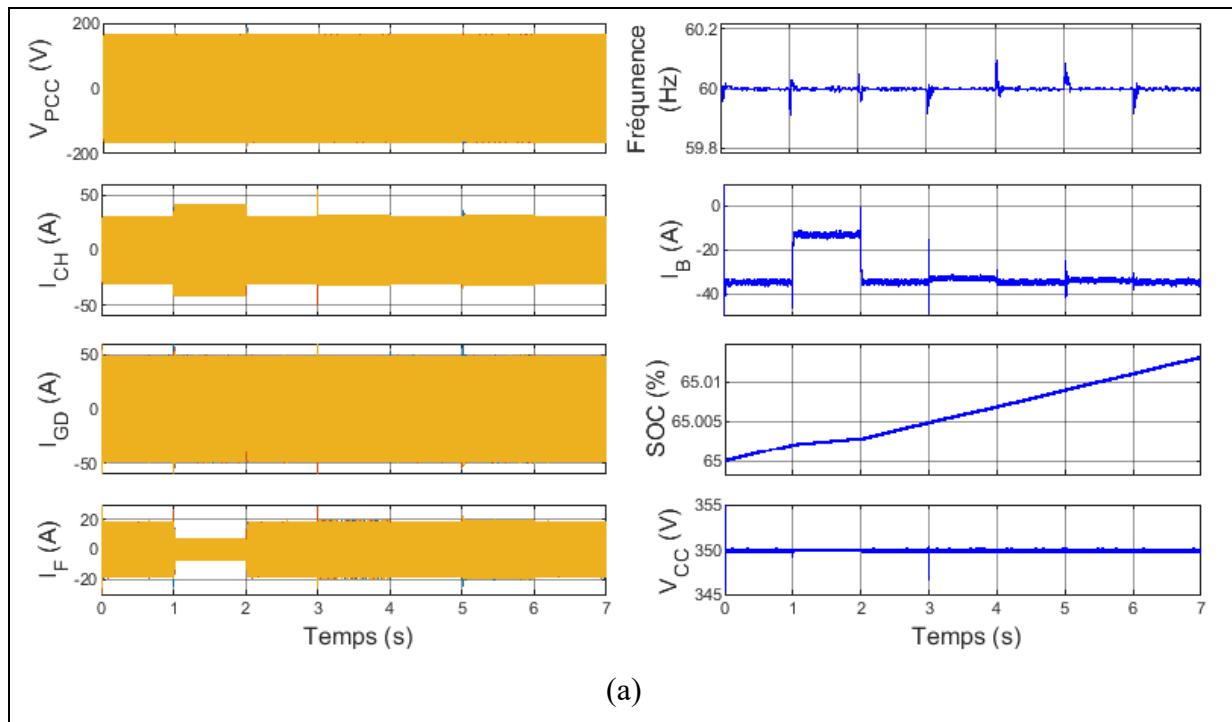
La fonction de coût (3.18) est ensuite utilisée pour évaluer les deux prédictions. Elle est basée sur l’erreur entre la référence et la prédiction. Et les signaux de commande correspondant à la prédiction qui a la valeur de fonction de coût la plus faible sont envoyés au convertisseur à la prochaine période d’échantillonnage.

$$g_2 = (I_{B,ref} - I_{B(k+1)1,2})^2 \quad (3.18)$$

## 3.6 Résultats de simulation

Afin de valider les stratégies de contrôle détaillées ci-dessus, des résultats de simulation obtenus en utilisant Matlab/Simulink sont présentés. Sur les figures 3.5 (a) et (b) on peut voir la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), le courant de la charge ( $I_{CH}$ ), le courant du GD ( $I_{GD}$ ), le courant du convertisseur d’interfaçage ( $I_F$ ), la fréquence du système, le courant du SSÉ ( $I_B$ ), l’état de charge du SSÉ (SOC) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). La figure 3.5 (b) montre un zoom de (a) entre  $t = 1.94$  s et  $t = 2.06$  s. La figure 3.6 présente les puissances actives et réactives à la charge ( $P_{ch}$  et  $Q_{ch}$ ), au GD ( $P_{gd}$  et  $Q_{gd}$ ) et au convertisseur d’interfaçage ( $P_f$  et  $Q_f$ ). À la figure 3.7, les sorties du contrôleur BFO ( $P_{fr}$  et  $Q_{fr}$ ) et les puissances active et réactive du convertisseur d’interfaçage ( $P_f$  et  $Q_f$ ) sont présentées.

Pour tester les performances de la stratégie de contrôle proposée basée sur le gestionnaire de puissance BFO, des charges électriques de natures résistive, inductive et capacitive ont été connectées au système. Une charge résistive de 8 kW est connectée tout au long de la simulation, de  $t = 1$  s à  $t = 2$  s une charge résistive supplémentaire de 3 kW est connectée, de  $t = 3$  s à  $t = 4$  s, une charge capacitive de 2 kVAr est connectée et de  $t = 5$  s à  $t = 6$  s, une charge inductive de 2 kVAr est connectée.



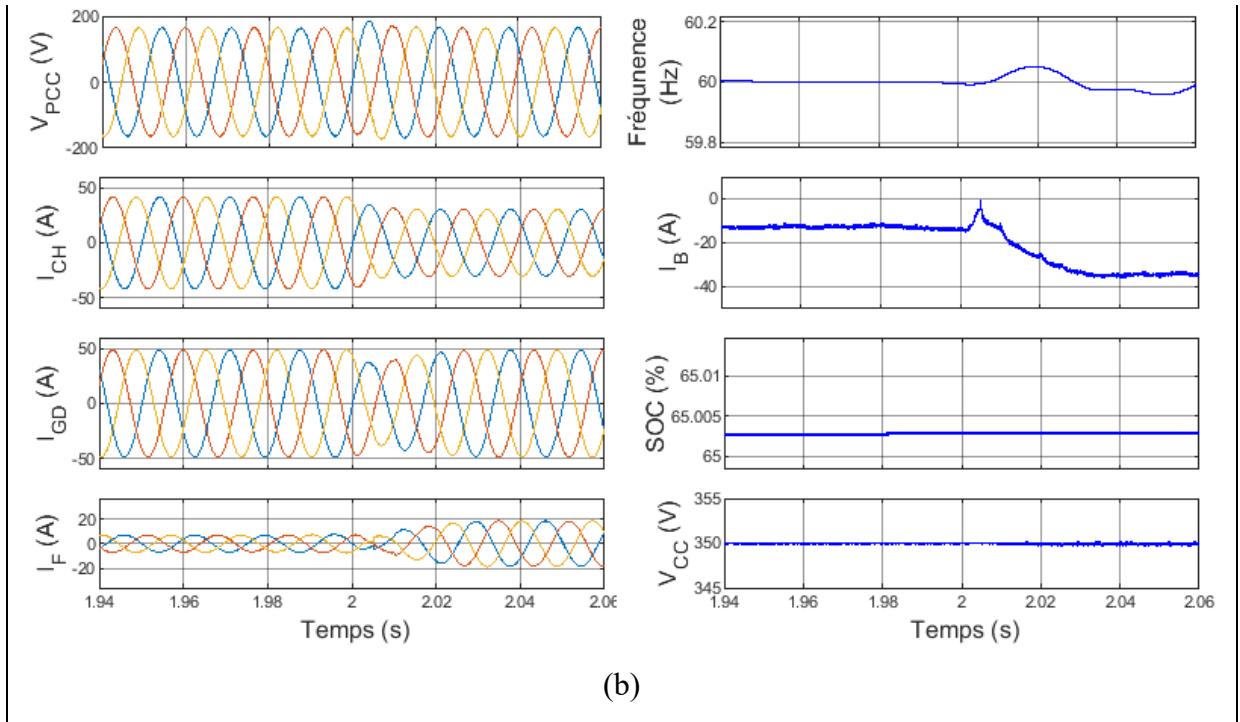


Figure 3.5 Performances dynamiques de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de la charge ( $I_{CH}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ), du courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ), de la fréquence du système, du courant du SSÉ ( $I_B$ ), de l'état de charge du SSÉ (SOC) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) (a) et zoom de (a) entre  $t = 1.94$  s et  $t = 2.06$  s (b)

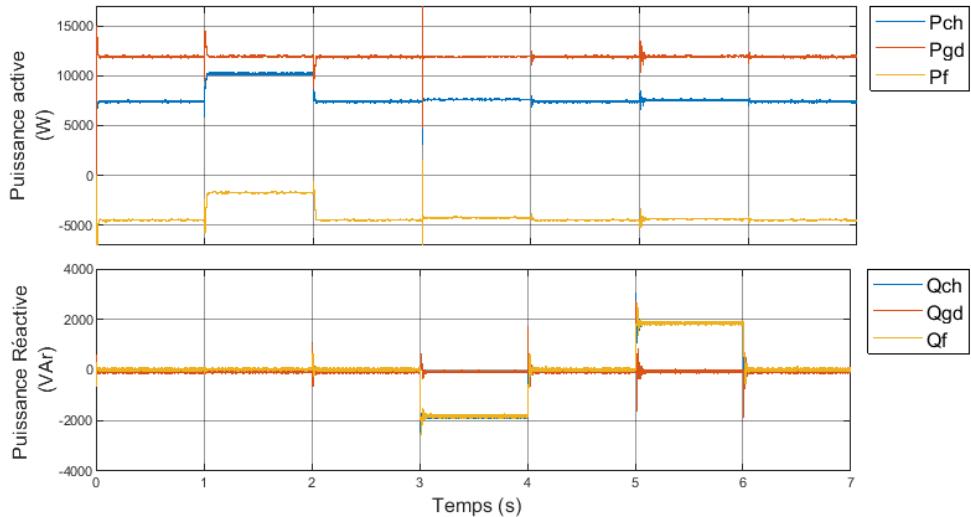


Figure 3.6 Puissances actives et réactives de la charge ( $P_{ch}$  et  $Q_{ch}$ ), du GD ( $P_{gd}$  et  $Q_{gd}$ ) et du convertisseur d'interfaçage ( $P_f$  et  $Q_f$ )

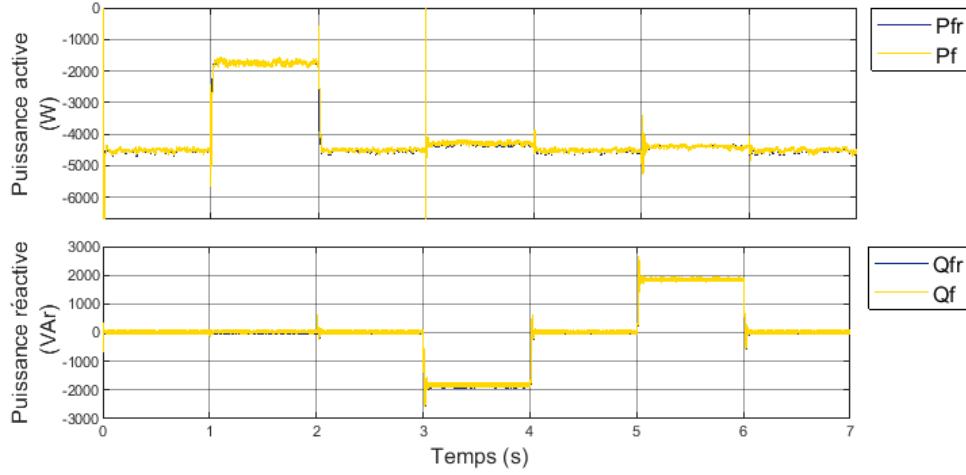


Figure 3.7 Références des puissances active et réactive générées par le gestionnaire BFO ( $P_{fr}$  et  $Q_{fr}$ ) et puissances mesurées au convertisseur d’interfaçage ( $P_f$  et  $Q_f$ )

On voit clairement sur la figure 3.5 que la tension et la fréquence au PCC ainsi que la tension du bus à CC sont bien régulées pendant les variations de charge, ce qui prouvent l’efficacité de la stratégie de contrôle de niveau primaire du contrôle hiérarchique basée sur le FS-MPC proposée pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ et le convertisseur d’interfaçage. De plus on peut voir que le courant du GD reste constant en tout temps et que les courants du convertisseur d’interfaçage et du SSÉ varient avec le courant de charge, ce qui implique que la balance des puissances est assurée par le SSÉ. On peut voir également, que le courant du SSÉ est négatif tout au long de la simulation, ce qui veut dire que le SSÉ est en charge. À la figure 3.6, les mêmes phénomènes peuvent être observés, la puissance active générée par le GD est constante et la puissance active du convertisseur d’interfaçage varie avec les variations de charge. En ce qui concerne les puissances réactives, la puissance réactive délivrée par le GD est nulle tout au long de la simulation et c’est le convertisseur d’interfaçage qui fournit la puissance réactive à la charge. Ce qui montre les bonnes performances de la stratégie de contrôle proposée pour le niveau secondaire du contrôle hiérarchique basée sur la méthode BFO et une bonne gestion des puissances.

La figure 3.7 montre les références de puissance et les puissances active et réactive mesurées au convertisseur d'interfaçage. On peut voir que le système est capable de suivre les références générées par le gestionnaire de puissance BFO. Ce qui confirme le bon fonctionnement de la stratégie de contrôle développée pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique pour le convertisseur d'interfaçage, le suivi des références de puissance générées par le contrôleur de niveau secondaire est fait correctement.

La figure 3.8 montre les formes d'ondes de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant de convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) en présence d'une charge non linéaire RL. On peut voir que la tension au PCC et le courant du GD sont balancés et sinusoïdales. Le convertisseur d'interfaçage fonctionne comme un filtre actif, il compense les harmoniques générées par la charge non linéaire. On peut voir sur la figure 3.9 que le THD de la tension au PCC est égal à 3.28% et que celui du courant du GD est de 3.99% alors que le THD du courant de charge est de 23%. Ainsi les THD de la tension au PCC et du courant du GD sont inférieures à la limite de 5% et respecte l'IEEE Std 519.

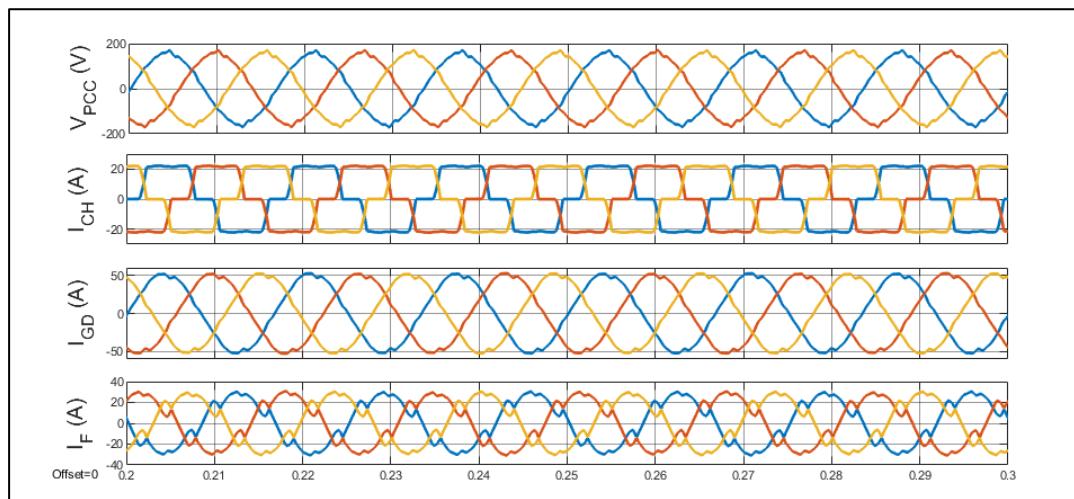


Figure 3.8 Performances en régime permanent en présence d'une charge non linéaires de type RL de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ) et du courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ )

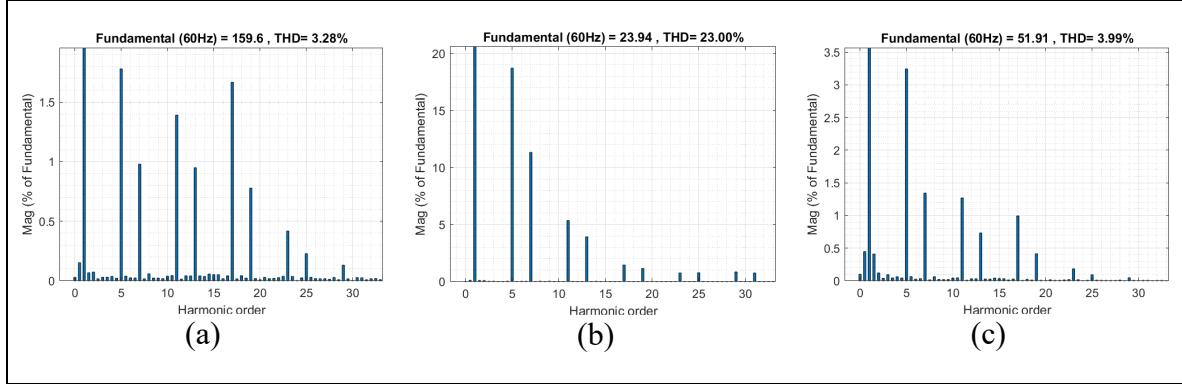


Figure 3.9 Spectres harmoniques : a) de la tension au PCC, b) du courant de la charge non linéaire et c) du courant du GD

### 3.7 Résultats expérimentaux

Des résultats expérimentaux sont également présentés afin de valider les stratégies de contrôle de différents niveaux hiérarchiques proposées. Ces tests ont été réalisés sur une plateforme de validation conçue au laboratoire qui est présentée à la figure A.II.1 à l'Annexe II. Les paramètres des éléments de la plateforme sont détaillés dans le tableau A.I.4 à l'Annexe I.

Les figures 3.10 (a) et (b) montrent la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), le courant du GD ( $I_{GD}$ ), le courant de convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) et le courant de la charge ( $I_{CH}$ ). La figure 3.10 (c) montre la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant de GD ( $I_{GD}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ) et le courant de la charge ( $I_{CH}$ ). La figure 3.10 (d) montre la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), le courant du GD ( $I_{GD}$ ), le courant du convertisseur d'interfaçage ( $I_F$ ) et le courant de charge ( $I_{CH}$ ). On peut voir clairement sur les figures 3.10 (a) et (b) que la charge augmente et diminue à  $t = 0.5$  s respectivement alors que le courant du GD reste constant et que le courant du convertisseur d'interfaçage varie avec les variations du courant de charge, il diminue et augmente lorsque le courant de charge augmente et diminue respectivement. On peut voir sur la figure 3.10 (c) que lorsque la charge augmente à  $t = 0.6$  s et diminue à  $t = 1.2$  s, le courant du GD reste constant et que c'est le courant du SSÉ qui s'adapte aux variations de la charge. Le courant du SSÉ est

négatif, ce qui veut dire que le SSÉ est chargé par le GD, ce qui montre les bonnes performances des stratégies de contrôle proposées pour les niveaux primaire et secondaire du contrôle hiérarchique pour le convertisseur d'interfaçage, le gestionnaire BFO pour la génération des références de puissances au niveau secondaire et le FS-MPC pour le suivi des références au niveau primaire. On peut voir également que la tension du bus à CC est bien régulée en présence de variations de la charge, ce qui confirme les bonnes performances de la stratégie de contrôle développée au niveau primaire pour le convertisseur à CC abaisseur-élévateur basé sur le FS-MPC. On peut voir sur la figure 3. 10 (d) que le convertisseur d'interfaçage agit comme un filtre actif, il compense les harmoniques créées par la charge non linéaire et balance la tension au PCC et le courant du GD. Ces résultats sont similaires aux résultats de simulation présentés à la figure 3.8. La figure 3.11 présente les THD de la tension au PCC, du courant du GD et du courant de la charge non linéaire, on peut voir que les THD de la tension au PCC et du courant de GD sont inférieurs à 5%, ce qui respecte le IEEE Std 519 et confirme que la stratégie de contrôle de niveau primaire basée sur le FS-MPC développée fonctionne correctement en présence de charges non linéaires.

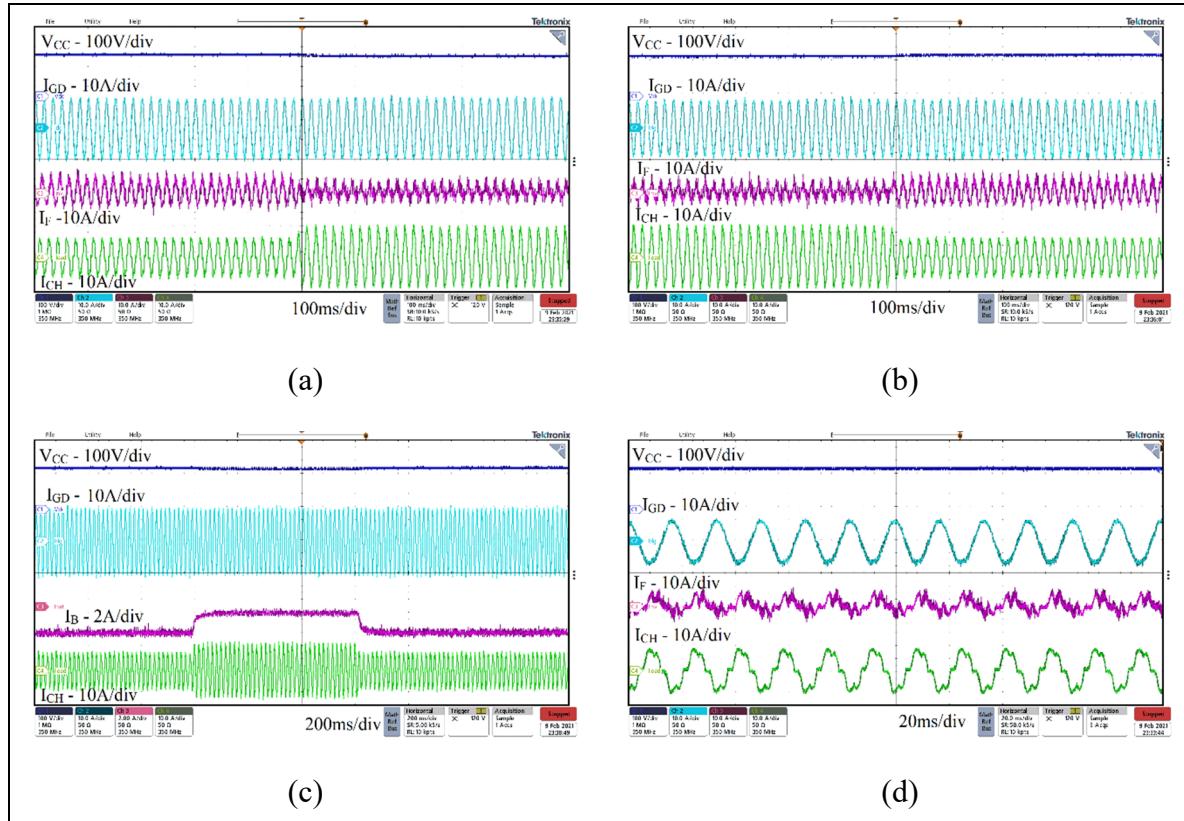


Figure 3.10 Résultats expérimentaux de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), du courant du GD ( $I_{GD}$ ), du courant de convertisseur d’interfaçage ( $I_F$ ) et du courant de la charge ( $I_{CH}$ ) lors de (a) l’augmentation brusque de la charge linéaire à  $t = 0.5$  s, (b) la diminution brusque de la charge linéaire à  $t = 0.5$  s, (c) tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), courant du GD ( $I_{GD}$ ), courant SSÉ ( $I_B$ ) et courant de la charge ( $I_{CH}$ ) lors de l’augmentation et de la diminution brusque de la charge à  $t = 0.6$  s et  $t = 1.2$  s et (d) tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ), le courant du GD ( $I_{GD}$ ), le courant du convertisseur d’interfaçage ( $I_F$ ) et le courant de la charge ( $I_{CH}$ ) en présence d’une charge non linéaire  $RL$

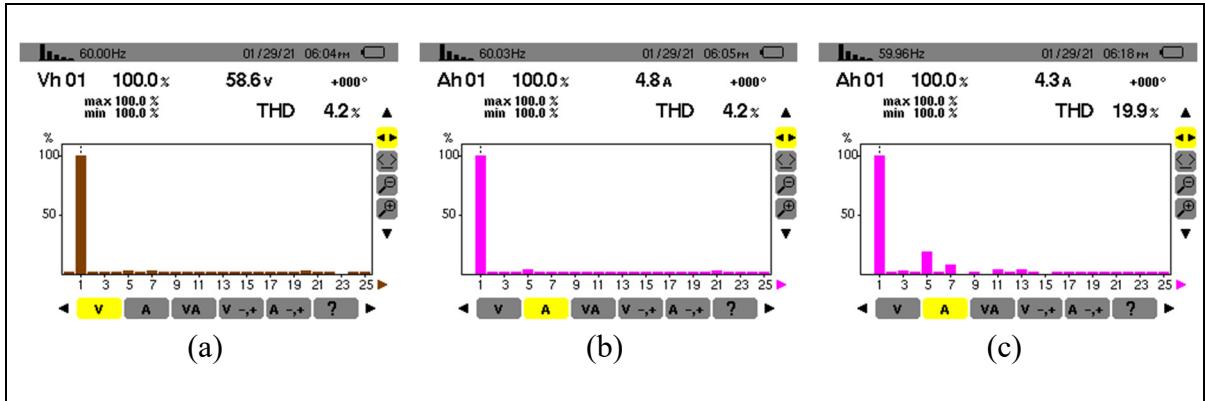


Figure 3.11 Spectres harmoniques (a) de la tension au PCC, (b) du courant du GD et (c) du courant de la charge non linéaire

### 3.8 Comparaison des performances de la technique proposée BFO avec la technique PSO

Ainsi, nous avons pu voir que la méthode BFO permet d'obtenir de bons résultats pour l'optimisation en temps réel des références de puissances. Nous allons maintenant comparer ces performances avec une autre méthode d'optimisation : la méthode PSO.

#### 3.8.1 Méthode PSO

L'optimisation par essaims particulaires (PSO) émule le déplacement des groupes d'oiseaux ou des bancs de poissons. La première étape est de définir l'espace de recherche, l'une des positions de cette espace est la solution au problème proposé et les positions et vitesses des agents sont générées aléatoirement dans cette espace. À chaque nouvelle étape, les agents se déplacent dans l'espace de recherche et accumulent des informations sur la meilleure position qu'ils ont visitées. Comme les agents sont capables de communiquer entre eux, ils vont collectivement converger vers la meilleure position de l'espace. À chaque étape, chaque agent met à jour sa position et sa vitesse par rapport à la meilleure position de l'essaim et sa propre meilleure position comme définie dans (3.19) et (3.20).

$$v(i, t + 1) = \omega v(i, t) + c_1 \Delta (P_{best} - s(i, t)) + c_2 \Delta (G_{best} - s(i, t)) \quad (3.19)$$

$$s(i, t + 1) = s(i, t) + v(j, t + 1) \quad (3.20)$$

Où,  $v(i,t)$  représente la vitesse de l'agent  $i$  à l'instant  $t$ ,  $c_1$  et  $c_2$  sont des coefficients de pondération,  $\Delta$  est un numéro aléatoire entre 0 et 1,  $s(i,t)$  est la position de l'agent  $i$  à l'instant  $t$ ,  $P_{best}$  est la meilleure position rencontrée par l'agent et  $G_{best}$  la meilleure position rencontrée par tous les agents du groupe et  $\omega$  est le coefficient d'inertie de l'agent.

Comme on peut le voir, plusieurs coefficients doivent être définis comme, le nombre d'agents, les coefficients de pondération ou le nombre d'itérations. Comme pour la méthode BFO, il n'existe pas de modèle mathématique permettant de définir les meilleurs coefficients pour un problème donné et une méthode heuristique doit être utilisée.

### 3.8.2 Résultats de simulation

Afin de comparer les performances des méthodes PSO et BFO, des résultats de simulation obtenus avec Matlab/Simulink en présence de variations de charges sont présentés.

La figure 3.12 montre  $\theta_{rp}$  et  $\theta_{rq}$  les sorties des contrôleurs BFO et PSO et des zooms sur les variations de charges sont présentés à la figure 3.12 (b). Les puissances actives et réactives mesurées à la charge ( $P_{ch}$  et  $Q_{ch}$ ), au GD ( $P_{gd}$  et  $Q_{gd}$ ) et au convertisseur d'interfaçage ( $P_f$  et  $Q_f$ ) obtenus avec les méthodes BFO et PSO sont détaillées à la figure 3.13.

Pour ce test, une charge résistive constante de 6 kW est connectée tout au long de la simulation, de  $t = 1$  s à  $t = 4$  s et de  $t = 2$  s à  $t = 3$  s, des charges résistives supplémentaires de 2 kW sont connectées. De  $t = 5$  s à  $t = 6$  s, une charge inductive de 2 kVAr est connectée et entre  $t = 7$  s et  $t = 8$  s une charge capacitive de 2 kVAr est connectée.

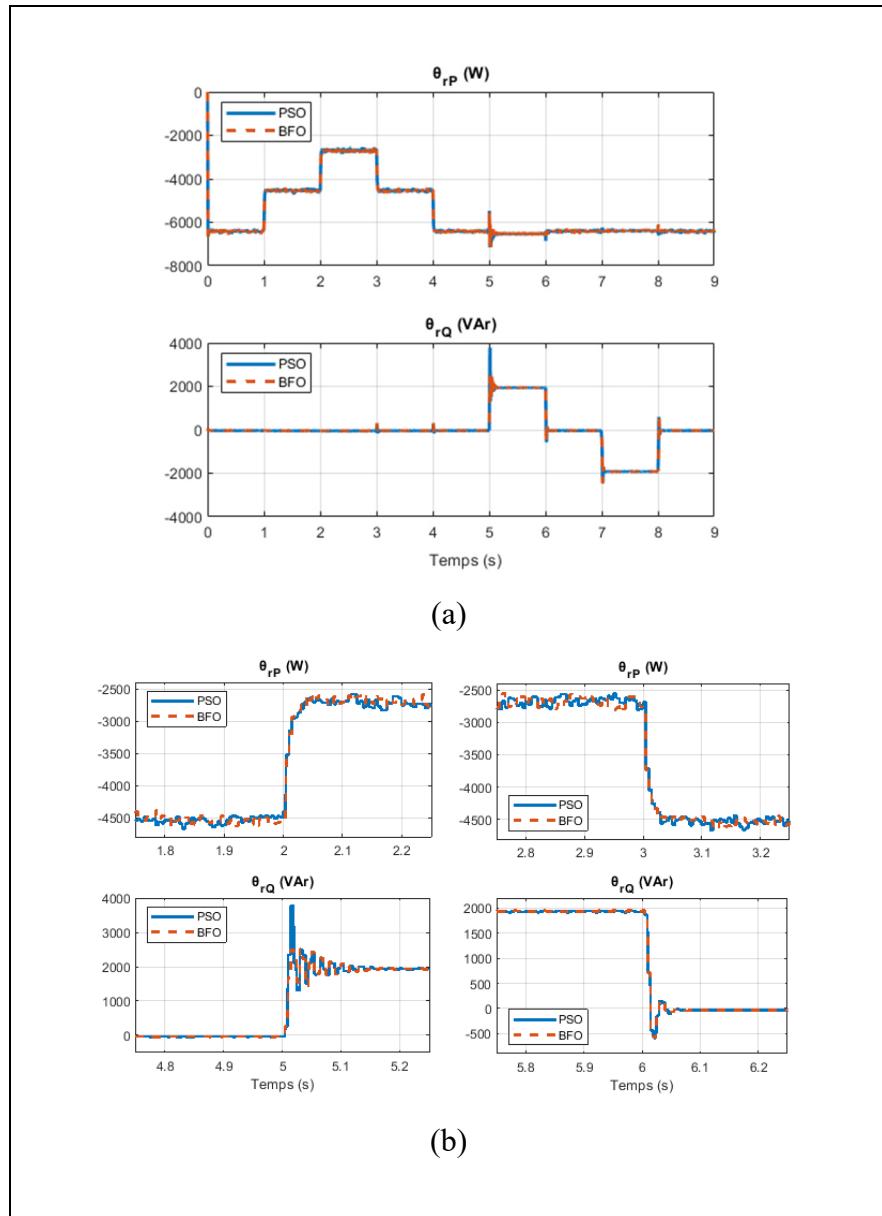


Figure 3.12 Sorties des contrôleurs BFO et PSO ( $\theta_{rP}$  et  $\theta_{rQ}$ )  
en présence de variations brusques des charges

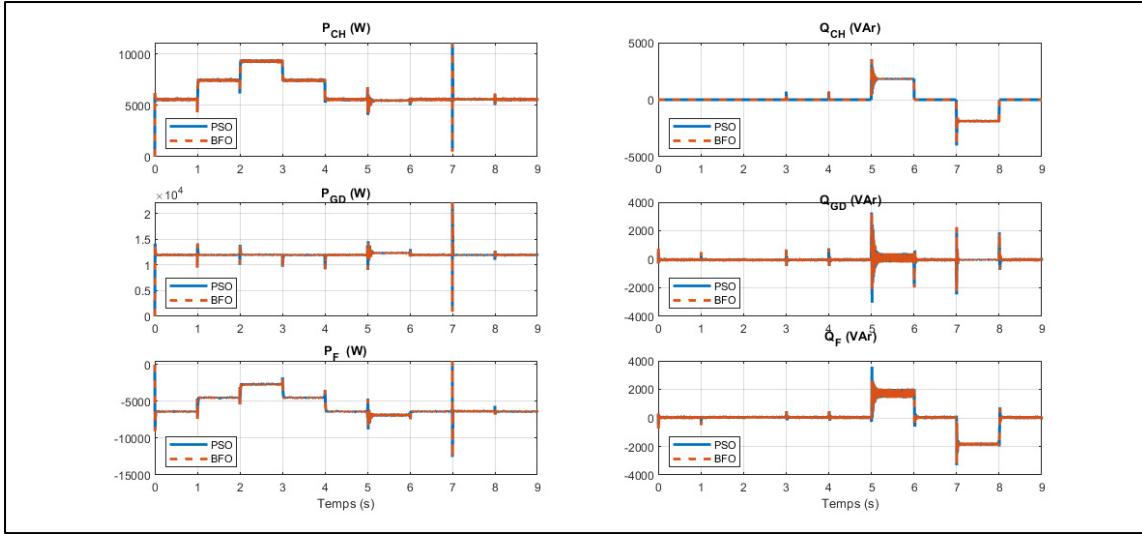


Figure 3.13 Puissances actives et réactives du système estimé en présence de variations de charge en utilisant les deux techniques d'optimisation

Comme on peut le voir, les deux méthodes permettent d'obtenir des résultats similaires. En effet, on peut voir sur la figure 3.12 que les deux méthodes donnent des signaux de référence très proches, même lors des variations des charges comme le montre la figure 3.12 (b). De plus, la figure 3.13 montre que la puissance active du GD est constante tout au long de la simulation et égale à 12kW qui est la puissance nominale du GD. On peut voir que la puissance réactive du convertisseur d'interfaçage varie avec les variations de charge ce qui permet à la puissance du GD de rester constante. La puissance réactive du GD est nulle tout au long de la simulation et c'est le SSÉ, à travers le convertisseur d'interfaçage qui fournit ou absorbe la puissance réactive. Enfin, on peut voir que les formes d'ondes des puissances active et réactive du convertisseur d'interfaçage à la figure 3.13 sont les mêmes que les formes d'ondes de la figure 3.12. En effet, on peut voir que le convertisseur d'interfaçage suit les références générées par les méthodes d'optimisation BFO et PSO. Ce qui permet au GD de fonctionner à sa puissance nominale et au SSÉ de fournir la puissance réactive, sans compromettre la stabilité du microréseau.

Malgré des résultats très proches, le principe de fonctionnement des méthodes BFO et PSO est très différent. Le principal problème avec les méthodes d'optimisation en temps réel est la fréquence d'activation, ainsi le nombre d'étapes et le nombre de boucles de calcul deviennent importants. Comme décrit dans les sections 3.2.1 et 3.4.1, l'essai erreur est utilisé pour déterminer les différents paramètres des méthodes d'optimisation et, en se basant sur ces paramètres, on peut déduire le nombre d'étapes de calcul de chaque méthode pour calculer les prochaines références de puissance. Pour la méthode BFO on obtient une valeur maximale de 25 600 étapes. Cette valeur est une maximale, car comme on l'a vu à la section 3.2.2, l'étape de natation peut être arrêtée lorsque la fonction de coût augmente après un mouvement. On a pris le nombre maximal d'étapes de natation pour ce calcul, mais on peut dire que dans la majorité des cas le nombre réel d'étapes sera inférieur. Pour la méthode PSO, il y a moins de boucles imbriquées pour obtenir les mêmes résultats, mais les nombres d'agents et d'itérations sont plus grands, on obtient 180 000 étapes. On peut donc dire que la méthode BFO semble plus appropriée pour des applications de calcul de références en temps réel.

### **3.9 Conclusion**

Dans ce chapitre, l'implémentation d'une stratégie de contrôle à deux niveaux basée sur le contrôle FS-MPC et la technique BFO pour les niveaux primaire et secondaire du contrôle hiérarchique a été étudiée et validée par simulation et expérimentaux pour un microréseau hybride isolé. Le contrôleur de premier niveau, basé sur le FS-MPC, permet de réguler la tension du bus à CC, la fréquence et la tension au PCC et d'améliorer la qualité de l'énergie. Le contrôleur de niveau secondaire, qui est basé sur la méthode BFO, génère les références de puissance active et réactive du convertisseur d'interfaçage et le contrôleur de niveau primaire basé sur le FS-MPC assure le suivi des références pour garantir une bonne gestion des puissances dans le microréseau. Les résultats de simulation et expérimentaux montrent le bon fonctionnement du système et les stratégies de contrôle de différents niveaux du contrôle hiérarchique performent bien en présence de différents types de charges électriques. Le GD fonctionne à sa puissance nominale et la puissance réactive est fournie par le SSÉ à travers le

contrôle du convertisseur d’interfaçage. Le contrôleur basé sur la méthode BFO est comparé avec un contrôleur basé sur la méthode PSO et, les deux méthodes montrent des performances similaires en présence de conditions variables. Toutefois, il a été montré que la méthode BFO nécessite moins d’étapes de calcul et est donc plus adaptée aux applications en temps réel.

## CHAPITRE 4

### **IMPLÉMENTATION D'UNE STRATÉGIE DE CONTRÔLE BASÉE SUR LA COMBINAISON ENTRE LE FS-MPC ET LA THÉORIE DE LA STABILITÉ DE LYAPUNOV POUR LE NIVEAU PRIMAIRE DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE**

#### **4.1 Introduction**

Dans ce chapitre, une stratégie de contrôle basée sur une combinaison entre la théorie de la stabilité de Lyapunov et le FS-MPC est proposée et implémentée pour les différents contrôleurs de niveau primaire du contrôle hiérarchique d'un microréseau hybride isolé. Le microréseau à l'étude est composé d'un système PV, d'un système éolien, d'un SSÉ, d'un GD et de charges électriques. Les sources d'énergie et le système de stockage sont connectés au bus à CC du microréseau et un convertisseur d'interfaçage triphasé est utilisé pour alimenter des charges linéaires triphasées dynamiques. La conception et l'implémentation des stratégies de contrôle sont détaillées pour chacun des convertisseurs. Enfin, des tests de performances sont effectués sous différentes conditions de fonctionnement et des résultats de simulation et expérimentaux sont présentés.

#### **1.1 Présentation du microréseau à l'étude**

L'architecture du microréseau détaillée à la figure 4.1 est considérée pour ce chapitre et des stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique basée sur le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov sont utilisées pour le contrôle des convertisseurs de puissance. Les différentes sources d'énergie et le système de stockage de l'énergie sont connectés au bus à CC du microréseau. L'éolienne est couplée à une machine à CC sans balais (BLDC) et est connectée à travers un pont de diodes et un convertisseur à CC élévateur. La méthode P&O est utilisée pour générer le courant de référence et suivre le PPM. Le système PV est connecté à travers un convertisseur à CC élévateur et un RNA est utilisé pour générer le courant de référence qui permet de suivre le PPM. Le GD est connecté à travers un filtre

passif LCL, un pont de diodes et un convertisseur à CC abaisseur. Le SSÉ est connecté au bus à CC à travers un convertisseur à CC abaisseur-élévateur. Enfin, un convertisseur d’interfaçage triphasé et un filtre RLC sont utilisés pour alimenter les charges linéaires dynamiques. Le tableau A.I.3 détaille les valeurs des différents éléments du microréseau dans l’Annexe I.

Pour cette étude, les différents modes de fonctionnement du microréseau, correspondant aux stratégies de contrôle des niveaux supérieurs, ne sont pas considérés. L’emphase est mise sur les stratégies de contrôle de niveau primaire du contrôle hiérarchique et, les modes de fonctionnement du microréseau proposé pour le chapitre 2 peuvent être adaptés pour celui-ci.

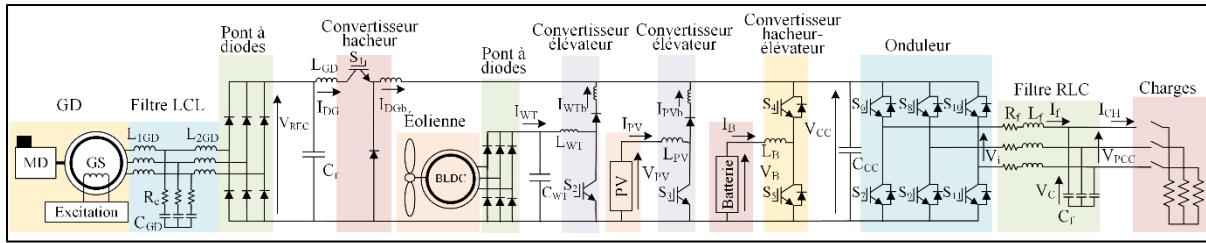


Figure 4.1 Architecture du microréseau à l’étude

## 4.2 Stratégies de contrôle pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique

Les stratégies de contrôle basées sur la combinaison du FS-MPC et de la théorie de la stabilité de Lyapunov sont détaillées dans cette sous-partie pour l’ensemble des convertisseurs de puissance du microréseau.

### 4.2.1 Contrôle du convertisseur à CC abaisseur-élévateur du SSÉ

Le convertisseur à CC abaisseur-élévateur bidirectionnel du SSÉ est chargé de réguler la tension du bus à CC en contrôlant le courant du SSÉ afin de permettre la balance des puissances dans le système. En utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient le modèle du convertisseur abaisseur-élévateur (4.1), où  $V_B$ ,  $L_B$ ,  $I_B$ ,  $V_{CC}$  et  $d$  représentent la tension de sortie du SSÉ,

l'inductance du convertisseur abaisseur-élévateur, le courant de sortie du SSÉ, la tension du bus à CC et le signal de contrôle des IGBT S<sub>4</sub> et S<sub>5</sub>, respectivement. Ainsi, pour d = 1, on a S<sub>4</sub> = 1 et S<sub>5</sub> = 0 et dV<sub>CC</sub> = V<sub>CC</sub> et pour d = 0, on a S<sub>4</sub> = 0 et S<sub>5</sub> = 1 et donc dV<sub>CC</sub> = 0. Comme (4.1) décrit un système de premier ordre, on utilise l'approximation d'Euler (2.9) pour discréteriser le modèle et obtenir les prédictions du courant du SSÉ au prochain temps d'échantillonnage (4.2) en fonction de d.

$$V_B = L_B \frac{dI_B}{dt} + dV_{CC} \quad (4.1)$$

$$I_{B(k+1)} = \frac{T_s}{L_B} (V_{B(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{B(k)} \quad (4.2)$$

En utilisant les lois de Kirchhoff, on obtient également le courant de référence du SSÉ (4.3), c'est-à-dire la quantité de courant que le SSÉ doit fournir ou absorber afin de balancer les puissances dans le système et réguler la tension du bus à CC. V<sub>CCref</sub> représente la tension de référence du bus à CC et I<sub>CHrms</sub> la valeur efficace du courant de charge.

$$I_{Bref} = \frac{V_{CC}}{V_B} \left[ \frac{C_{CC}}{T_s} (V_{CCref} - V_{CC}) + I_{PVb} + I_{WTb} + I_{DGB} - I_{CHrms} \right] \quad (4.3)$$

On définit ensuite l'erreur entre les prédictions et la référence au prochain temps d'échantillonnage (4.4), qui peut être exprimée comme dans (4.5) lorsque combinée avec (4.2).

$$I_{Berreur(k+1)} = I_{B(k+1)} - I_{Bref(k+1)} \quad (4.4)$$

$$I_{Berreur(k+1)} = \frac{T_s}{L_B} (V_{B(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{B(k)} - I_{Bref(k+1)} \quad (4.5)$$

Afin de garantir que le courant du SSÉ suive la référence, le contrôleur doit assurer que le signal d'erreur converge vers zéro. Ainsi, la fonction de Lyapunov (4.6) est proposée. On peut voir qu'elle est toujours positive et qu'elle est nulle lorsque l'erreur est nulle.

$$LF(I_{Berreur(k)}) = \frac{1}{2}(I_{Berreur(k)})^2 \quad (4.6)$$

Le taux de variation de la fonction de Lyapunov peut être exprimé comme dans (4.7). Et si le taux de variation est négatif, l'erreur converge alors vers zéro. En combinant (4.6) et (4.7), le taux de variation peut être exprimé par (4.8). Comme on peut le voir, le second terme  $-1/2(I_{Berreur})^2$  est toujours négatif et ainsi, on cherche à annuler le premier terme  $1/2(I_{Berreur(k+1)})^2$  comme détaillé dans (4.9). En réarrangeant (4.9), on peut exprimer la tension de sortie requise du convertisseur abaisseur-élévateur comme dans (4.10), ce qui garantit que le taux de variation de la fonction de Lyapunov est négatif et fait converger l'erreur vers zéro.

$$\Delta LF(I_{Berreur(k+1)}) = LF(I_{Berreur(k+1)}) - LF(I_{Berreur(k)}) \quad (4.7)$$

$$\Delta LF(I_{Berreur(k+1)}) = \frac{1}{2}(I_{Berreur(k+1)})^2 - \frac{1}{2}(I_{Berreur(k)})^2 \quad (4.8)$$

$$\frac{T_s}{L_B}(V_{B(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{B(k)} - I_{Bref(k+1)} = 0 \quad (4.9)$$

$$V_{reqb} = \frac{L_B}{T_s}(I_{B(k)} - I_{Bref(k+1)}) + V_{B(k)} \quad (4.10)$$

Enfin, le fonctionnement d'un contrôleur FS-MPC conventionnel est modifié et la fonction de coût (4.11) est introduite. La tension de sortie requise du convertisseur (4.10) est utilisée comme tension de référence et comparée avec les valeurs possibles de tension de sortie du convertisseur. Et ainsi, la fonction de coût est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov.

$$g_b = (V_{reqb} - dV_{CC})^2 \quad (4.11)$$

Ainsi, on peut voir que comparativement à la méthode FS-MPC conventionnelle, la quantité de calcul est réduite. En effet, comme détaillé dans le chapitre 2, avec le FS-MPC

conventionnel, toutes les prédictions sont calculées puis comparées à la référence. Alors qu'en se basant sur une fonction de Lyapunov, la tension requise, qui permet de faire converger l'erreur, est calculée. Et cette tension requise est ensuite comparée avec les tensions de sortie possibles, ce qui diminue la charge de calcul.

#### 4.2.2 Contrôle du convertisseur d'interfaçage

Le convertisseur d'interfaçage est chargé de réguler la tension et la fréquence au PCC pour alimenter les charges. Les équations décrivant le modèle du convertisseur d'interfaçage ont été établies dans le chapitre 2. Le vecteur  $V_i$  regroupant les tensions de sortie possibles du convertisseur d'interfaçage en fonction de l'état des IGBT est rappelé dans (4.12) et les prédictions de la tension au PCC sont rappelées dans (4.13) et (4.14). Afin de faciliter les calculs, les tensions et courants triphasés sont transformés vers le domaine complexe en utilisant la transformée de Clarke.

$$V_i = \begin{cases} \frac{2}{3} V_{CC} e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}}, & (i = 1, \dots, 6) \\ 0, & (i = 0, 7) \end{cases} \quad (4.12)$$

$$V_{C(k+1)} = aI_{f(k)} + bV_{C(k)} + cV_{i(k)} + dI_{CH(k)} \quad (4.13)$$

$$a = \left( \frac{T_s}{C_f} - \frac{T_s^2 R_f}{2C_f L_f} \right); b = \left( 1 - \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \right); c = \left( \frac{T_s^2}{2C_f L_f} \right); d = \left( -\frac{T_s}{C_f} - \frac{R_f T_s^2}{L_f C_f} \right) \quad (4.14)$$

On peut définir l'erreur entre les prédictions et la référence comme dans (4.15), qui peut être exprimé comme dans (4.16) si on intègre (4.13). La tension de référence est un système de tension sinusoïdale triphasé équilibré.

$$V_{cerreur(k+1)} = V_{C(k+1)} - V_{Cref(k+1)} \quad (4.15)$$

$$V_{cerreur(k+1)} = aI_{f(k)} + bV_{C(k)} + cV_{i(k)} + dI_{CH(k)} - V_{Cref(k+1)} \quad (4.16)$$

Afin de garantir que la tension au PCC suive sa référence, l'erreur doit converger vers zéro. Ainsi, la fonction de Lyapunov (4.17) est proposée. On peut voir qu'elle est toujours positive et qu'elle est nulle lorsque l'erreur est nulle.

$$LF(V_{Cerreur(k)}) = \frac{1}{2}(V_{Cerreur(k)})^2 \quad (4.17)$$

Si le taux de variation de la fonction de Lyapunov est négatif, l'erreur converge alors vers zéro. Ce taux de variation s'exprime comme dans (4.18) et (4.19) et, on remarque que le second terme est toujours négatif. On cherche donc à annuler le premier terme, comme le montre (4.20). Ainsi, on définit la tension de sortie du convertisseur d'interfaçage requise (4.21) qui permet au taux de variation de la fonction de Lyapunov d'être négatif et donc à l'erreur de converger vers zéro.

$$\Delta LF(V_{Cerreur(k+1)}) = LF(V_{Cerreur(k+1)}) - LF(V_{Cerreur(k)}) \quad (4.18)$$

$$\Delta LF(V_{Cerreur(k+1)}) = \frac{1}{2}(V_{Cerreur(k+1)})^2 - \frac{1}{2}(V_{Cerreur(k)})^2 \quad (4.19)$$

$$aI_{f(k)} + bV_{c(k)} + cV_{i(k)} + dI_{CH(k)} - V_{cref(k+1)} = 0 \quad (4.20)$$

$$V_{ireq} = \frac{1}{c}[-aI_{f(k)} - bV_{c(k)} - dI_{CH(k)} + V_{cref(k+1)}] \quad (4.21)$$

Et enfin, on peut définir la fonction de coût (4.22) qui permet de comparer cette tension requise aux tensions de sortie possible du convertisseur d'interfaçage. Les parties réelles et imaginaires sont utilisées étant donné qu'on considère les tensions dans le domaine complexe. Et on peut voir ici, la différence de quantité de calcul avec le FS-MPC conventionnelle qui calcul huit prédictions à chaque période d'échantillonnage. Avec la méthode proposée, la tension requise est calculée et comparée directement aux tensions de sortie possibles du convertisseur d'interfaçage.

$$g_o = \left( \text{réel}(V_{ireq}) - \text{réel}(V_i) \right)^2 + \left( \text{imag}(V_{ireq}) - \text{imag}(V_i) \right)^2 \quad (4.22)$$

#### 4.2.3 Contrôle du convertisseur à CC élévateur du système PV

Le convertisseur élévateur du système PV est chargé de suivre la référence de courant fournie par le RNA afin de faire fonctionner le système PV à son PPM. Le RNA proposé est composé de trois couches qui possèdent deux, quinze et un neurones respectivement. L'irradiance et la température du système PV sont utilisées comme entrées et le courant correspondant au PPM est utilisé comme sortie du RNA. La fonction d'activation Purelin est utilisée pour la première et la troisième couche et la fonction Tansig est utilisée pour la couche cachée. L'entraînement du RNA a été fait en utilisant la méthode des moindres carrés et un ensemble de données obtenu en utilisant la méthode conventionnelle P&O.

Les lois de Kirchhoff et la méthode d'Euler sont utilisées pour obtenir le modèle du convertisseur (4.23) et les prédictions du courant du système PV (4.24). Où  $V_{PV}$ ,  $I_{PV}$ ,  $L_{PV}$ ,  $V_{CC}$  et  $d$  représentent la tension et le courant du système PV, l'inductance du convertisseur élévateur, la tension du bus à CC et le signal de commande de l'IGBT  $S_3$ , respectivement.

$$V_{PV} = L_{PV} \frac{dI_{PV}}{dt} + dV_{CC} \quad (4.23)$$

$$I_{PV(k+1)} = \frac{T_s}{L_{PV}} (V_{PV(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{PV(k)} \quad (4.24)$$

Ainsi, l'erreur entre les prédictions du courant et la référence est définie comme dans (4.25) et (4.26) si on intègre (4.24).

$$I_{PV\text{erreur}(k+1)} = I_{PV(k+1)} - I_{PV\text{ref}(k+1)} \quad (4.25)$$

$$I_{PV\text{erreur}(k+1)} = \frac{T_s}{L_{PV}} (V_{PV(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{PV(k)} - I_{PV\text{ref}(k+1)} \quad (4.26)$$

Et on définit la fonction de Lyapunov (4.27) afin d'étudier la convergence de l'erreur et d'assurer que le courant du système suive sa référence. On peut voir qu'elle est toujours positive et qu'elle s'annule lorsque l'erreur s'annule.

$$LF(I_{PV\text{erreur}(k)}) = \frac{1}{2} (I_{PV\text{erreur}(k)})^2 \quad (4.27)$$

Afin de s'assurer que l'erreur converge vers zéro, le taux de variation de la fonction de Lyapunov doit être négatif. Ce taux de variation s'exprime comme dans (4.28) et (4.29). On peut voir que le second terme est toujours négatif et, afin d'annuler le premier terme (4.30), on définit la tension de sortie requise du convertisseur élévateur (4.31) qui permet d'assurer que le taux de variation de la fonction de Lyapunov soit négatif et donc que l'erreur converge vers zéro.

$$\Delta LF(I_{PV\text{erreur}(k+1)}) = LF(I_{PV\text{erreur}(k+1)}) - LF(I_{PV\text{erreur}(k)}) \quad (4.28)$$

$$\Delta LF(I_{PV\text{erreur}(k+1)}) = \frac{1}{2} (I_{PV\text{erreur}(k+1)})^2 - \frac{1}{2} (I_{PV\text{erreur}(k)})^2 \quad (4.29)$$

$$\frac{T_s}{L_{PV}} (dV_{CC(k)} - V_{PV(k)}) + I_{PV(k)} - I_{PV\text{ref}(k+1)} = 0 \quad (4.30)$$

$$V_{reqPV} = \frac{L_{PV}}{T_s} (I_{PV\text{ref}(k+1)} - I_{PV(k)}) + V_{PV(k)} \quad (4.31)$$

Enfin, la fonction de coût (4.32) est définie afin de comparer la tension requise aux tensions de sortie possibles et ainsi envoyer à l'interrupteur S<sub>3</sub> le signal de commande correspondant.

$$g_{PV} = (V_{reqPV} - dV_{CC})^2 \quad (4.32)$$

#### 4.2.4 Contrôle du convertisseur à CC élévateur de l'éolienne

Le convertisseur à CC élévateur de l'éolienne est chargé de suivre la référence de courant afin de faire fonctionner le système éolien à son PPM. La référence de courant est générée en utilisant un algorithme conventionnel P&O, qui permet d'éviter l'utilisation des capteurs de vitesse et de couple. Le modèle du convertisseur à CC élévateur est présenté dans (4.33) et les prédictions du courant dans (4.34), où  $V_{WT}$ ,  $I_{WT}$ ,  $L_{WT}$ ,  $V_{CC}$  et  $d$  représentent la tension et le courant à la sortie du pont de diodes, l'inductance du convertisseur élévateur, la tension du bus à CC et le signal de commande de l'IGBT  $S_2$ .

$$V_{WT} = L_{WT} \frac{dI_{WT}}{dt} + dV_{CC} \quad (4.33)$$

$$I_{WT(k+1)} = \frac{T_s}{L_{WT}} (V_{WT(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{WT(k)} \quad (4.34)$$

L'erreur entre les prédictions et la référence est définie par (4.35) et (4.36).

$$I_{WTerreur(k+1)} = I_{WT(k+1)} - I_{WTref(k+1)} \quad (4.35)$$

$$I_{WTerreur(k+1)} = \frac{T_s}{L_{WT}} (V_{WT(k)} - dV_{CC(k)}) + I_{WT(k)} - I_{WTref(k+1)} \quad (4.36)$$

La fonction de Lyapunov (4.37) est proposée pour étudier la convergence de l'erreur. On peut voir qu'elle est toujours positive et qu'elle s'annule lorsque l'erreur s'annule.

$$LF(I_{WTerreur(k)}) = \frac{1}{2} (I_{WTerreur(k)})^2 \quad (4.37)$$

Afin d'assurer que l'erreur converge vers zéro, on étudie le signe du taux de variation de la fonction de Lyapunov. Le taux de variation est défini comme dans (4.38) et (4.39) et doit être négatif. Et on remarque qu'il faut annuler le premier terme comme dans (4.40) pour que le taux

de variation soit négatif en tout temps. On propose alors la tension de sortie requise du convertisseur élévateur (4.41) afin que le taux de variation de la fonction de Lyapunov reste négatif et que l'erreur converge vers zéro.

$$\Delta LF(I_{WT\text{erreur}(k+1)}) = LF(I_{WT\text{erreur}(k+1)}) - LF(I_{WT\text{erreur}(k)}) \quad (4.38)$$

$$\Delta LF(I_{WT\text{erreur}(k+1)}) = \frac{1}{2}(I_{WT\text{erreur}(k+1)})^2 - \frac{1}{2}(I_{WT\text{erreur}(k)})^2 \quad (4.39)$$

$$\frac{T_s}{L_{WT}}(dV_{CC(k)} - V_{WT(k)}) + I_{WT(k)} - I_{WT\text{ref}(k+1)} = 0 \quad (4.40)$$

$$V_{reqWT} = \frac{L_{WT}}{T_s}(I_{WT\text{ref}(k+1)} - I_{WT(k)}) + V_{WT(k)} \quad (4.41)$$

Enfin, la fonction de coût (4.42) est proposée pour comparer la tension requise aux tensions de sortie possibles et ainsi contrôler l'interrupteur S<sub>2</sub> correctement.

$$g_{WT} = (V_{reqWT} - dV_{CC})^2 \quad (4.42)$$

#### 4.2.5 Control du convertisseur à CC abaisseur du GD

Le convertisseur hacheur du GD est contrôlé en courant afin d'assurer que le GD fonctionne à sa puissance nominale. La référence de courant est donc une valeur constante définie. Le modèle du convertisseur et les prédictions du courant sont définis dans (4.43) et (4.44) où V<sub>REC</sub>, I<sub>GD</sub>, V<sub>CC</sub>, L<sub>GD</sub> et d représentent la tension et le courant de sortie du redresseur, la tension du bus à CC, l'inductance du hacheur et le signal de commande de l'IGBT S<sub>1</sub>, respectivement.

$$dV_{REC} = L_{GD} \frac{dI_{GD}}{dt} + V_{CC} \quad (4.43)$$

$$I_{GD(k+1)1} = \frac{T_s}{L_{GD}}(dV_{REC(k)} - V_{CC(k)}) + I_{GD(k)} \quad (4.44)$$

On peut définir l'erreur entre les prédictions et la référence comme dans (4.45) et (4.46).

$$I_{GD\text{erreur}(k+1)} = I_{GD(k+1)} - I_{GDref(k+1)} \quad (4.45)$$

$$I_{GD\text{erreur}(k+1)} = \frac{T_s}{L_{GD}} (dV_{REC(k)} - V_{CC(k)}) + I_{GD(k)} - I_{GDref(k+1)} \quad (4.46)$$

La fonction de Lyapunov (4.47) est proposée pour étudier la convergence de l'erreur et on peut voir qu'elle est toujours positive et s'annule avec l'erreur.

$$LF(I_{GD\text{erreur}(k)}) = \frac{1}{2} (I_{GD\text{erreur}(k)})^2 \quad (4.47)$$

Pour que l'erreur converge vers zéro, il faut que le taux de variation de la fonction de Lyapunov, qui est définie par (4.48) et (4.49), soit négatif. Comme le second terme est négatif, on cherche à annuler le premier terme, comme le montre (4.50). On propose alors la tension requise (4.51) qui permet de garder le taux de variation de la fonction de Lyapunov négatif et ainsi faire converger l'erreur vers zéro.

$$\Delta LF(I_{GD\text{erreur}(k+1)}) = LF(I_{GD\text{erreur}(k+1)}) - LF(I_{GD\text{erreur}(k)}) \quad (4.48)$$

$$\Delta LF(I_{GD\text{erreur}(k+1)}) = \frac{1}{2} (I_{GD\text{erreur}(k+1)})^2 - \frac{1}{2} (I_{GD\text{erreur}(k)})^2 \quad (4.49)$$

$$\frac{T_s}{L_{GD}} (dV_{REC(k)} - V_{CC(k)}) + I_{GD(k)} - I_{GDref(k+1)} = 0 \quad (4.50)$$

$$V_{reqGD} = \frac{L_{GD}}{T_s} (I_{GDref(k+1)} - I_{GD(k)}) + V_{CC(k)} \quad (4.51)$$

Enfin, la fonction de coût (4.52) est proposée pour comparer les valeurs possibles de tension à la tension requise et envoyer le signal correspondant à l'interrupteur S<sub>1</sub>.

$$g_{GD} = (V_{reqWT} - dV_{CC})^2 \quad (4.52)$$

## 4.3 Résultats de simulation

Afin de valider les stratégies de contrôle proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique, des résultats de simulation obtenus grâce à Matlab/Simulink sont présentés.

### 4.3.1 Performances du système éolien

La figure 4.2 montre les performances du système éolien en présence de variations de la vitesse du vent et de la charge. On peut voir la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), le courant de charge ( $I_{CH}$ ), le courant du SSÉ ( $I_B$ ), le courant du convertisseur de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Pour ce test, le GD est déconnecté et l'ensoleillement est nul. La vitesse du vent est augmentée à  $t = 0$  s et  $t = 0.2$  s puis diminuée à  $t = 0.8$  s et la charge est déconnectée de  $t = 0.5$  s à  $t = 0.7$  s. On peut voir que le courant du SSÉ varie avec les variations des courants de l'éolienne et de la charge. L'éolienne est capable d'alimenter la charge et de charger le SSÉ simultanément, lorsque les conditions le permettent, et le SSÉ est capable d'alimenter la charge lorsque la vitesse du vent est nulle. Le SSÉ absorbe ou fournit plus ou moins de courant pour balancer les puissances dans le système. Également, on peut voir que les tensions du PCC et du bus à CC ne sont pas affectées par ces différentes variations et sont bien régulées, ce qui démontre le bon fonctionnement des stratégies de contrôle proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique.

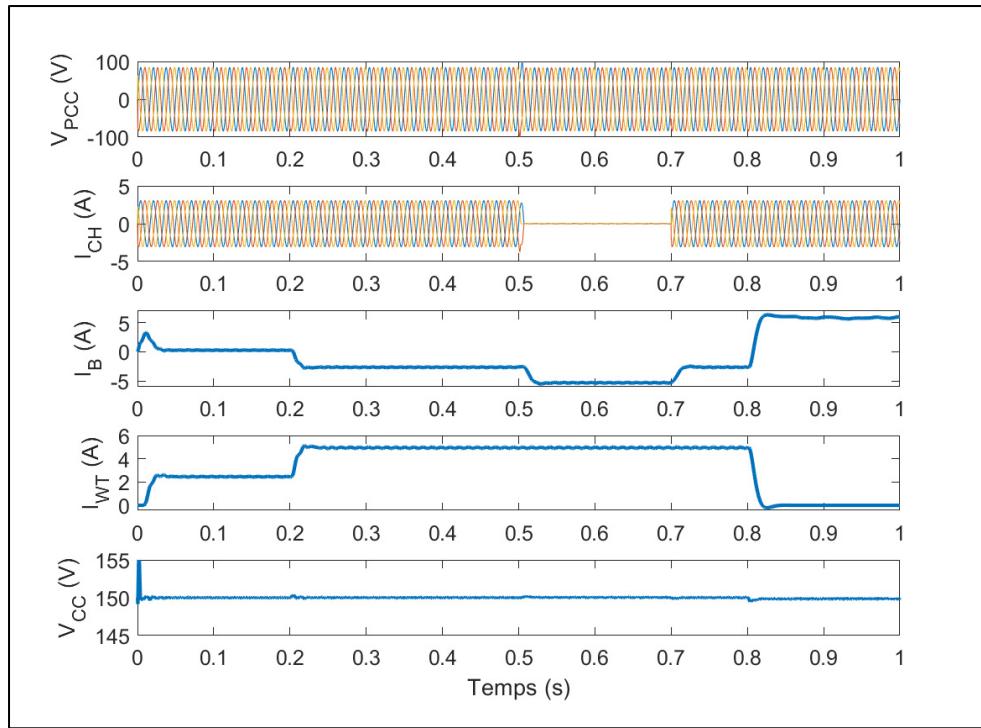


Figure 4.2 Performances dynamiques du système éolien de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

Le figure 4.3 montre les formes d'ondes de la tension ( $V_{stator}$ ) et du courant ( $I_{stator}$ ) au stator de la machine BLDC utilisée avec l'éolienne, du courant à la sortie du convertisseur élévateur ( $I_{WT}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) en régime établi. On reconnaît les formes d'ondes trapézoïdales à la sortie de ce type de génératrice et, le pont de diodes et le convertisseur élévateur permettent de convertir en tension et courant continus afin de connecter l'éolienne au bus à CC.

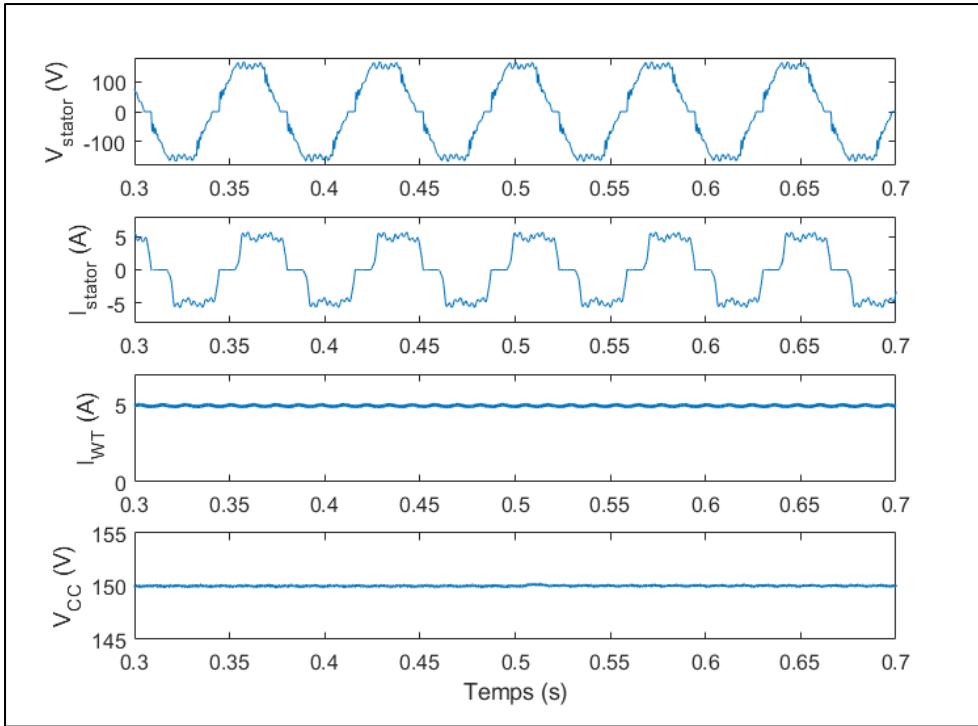


Figure 4.3 Formes d'ondes de la tension ( $V_{\text{stator}}$ ) et du courant ( $I_{\text{stator}}$ ) au stator de la machine BLDC utilisée avec l'éolienne, du courant à la sortie du convertisseur élévateur ( $I_{\text{WT}}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{\text{CC}}$ )

#### 4.3.2 Performances du système PV

La figure 4.4 présente les performances du système PV en présence de variations de l'irradiance et de la charge. Les formes d'ondes de la tension au PCC ( $V_{\text{PCC}}$ ), du courant de charge ( $I_{\text{CH}}$ ), du courant du SSÉ ( $I_{\text{B}}$ ), du courant du convertisseur à CC élévateur du système PV ( $I_{\text{PV}}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{\text{CC}}$ ) sont présentées. Pour ce test, le GD est déconnecté et la vitesse du vent est nulle. L'irradiance du système PV est augmentée à  $t = 0.2$  s et  $t = 0.4$  s puis diminuée à  $t = 0.8$  s et la charge est déconnectée de  $t = 0.5$  s à  $t = 0.7$  s. On peut voir que le courant du SSÉ varie avec les variations des courants du système PV et de la charge. La charge est alimentée par le SSÉ en l'absence d'ensoleillement et le système PV est capable d'alimenter la charge et charger le SSÉ simultanément lorsque les conditions d'irradiance et de charge le permettent. Le SSÉ absorbe ou fournit les quantités de courant nécessaires pour

balancer les puissances dans le système. Et, on voit également que les tensions du PCC et du bus à CC ne sont pas affectées par ces différentes variations et sont bien régulées, ce qui démontre le bon fonctionnement des stratégies de contrôle proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique.

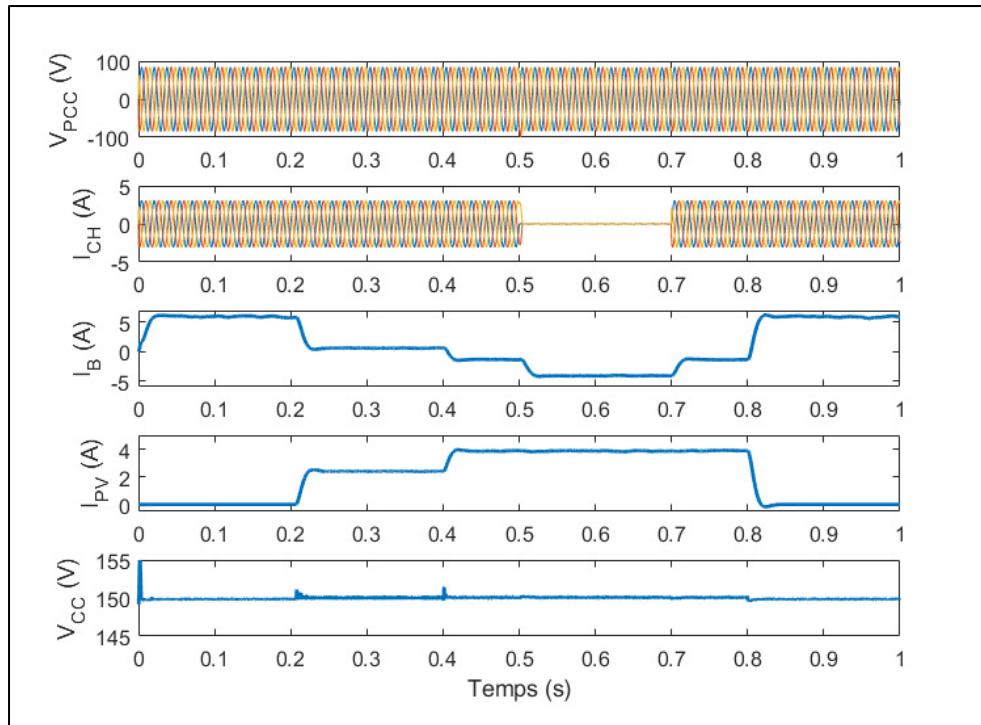


Figure 4.4 Performances dynamiques du système PV de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant convertisseur du système PV ( $I_{PV}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 4.3.3 Performances du système GD

La figure 4.5 détaille les performances du système lorsque le GD est mis en marche puis arrêté. On peut voir les formes d'ondes de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur à CC hacheur du GD ( $I_{GD}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Pour ce test, l'irradiance et la vitesse du vent sont nulles. Le GD est connecté à  $t = 0.4$  s et déconnecté à  $t = 0.8$  s et, la charge est déconnectée de  $t = 0.5$  s à  $t = 0.7$  s. On peut

voir que le SSÉ est capable d'alimenter la charge en l'absence d'autre source d'énergie et que le GD alimente la charge et charge le SSÉ simultanément. On remarque que les tensions du PCC et du bus à CC ne sont pas affectées par les différentes variations et sont bien régulées, ce qui démontre le bon fonctionnement des stratégies de contrôle proposées et qui sont basées sur la combinaison entre le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov.

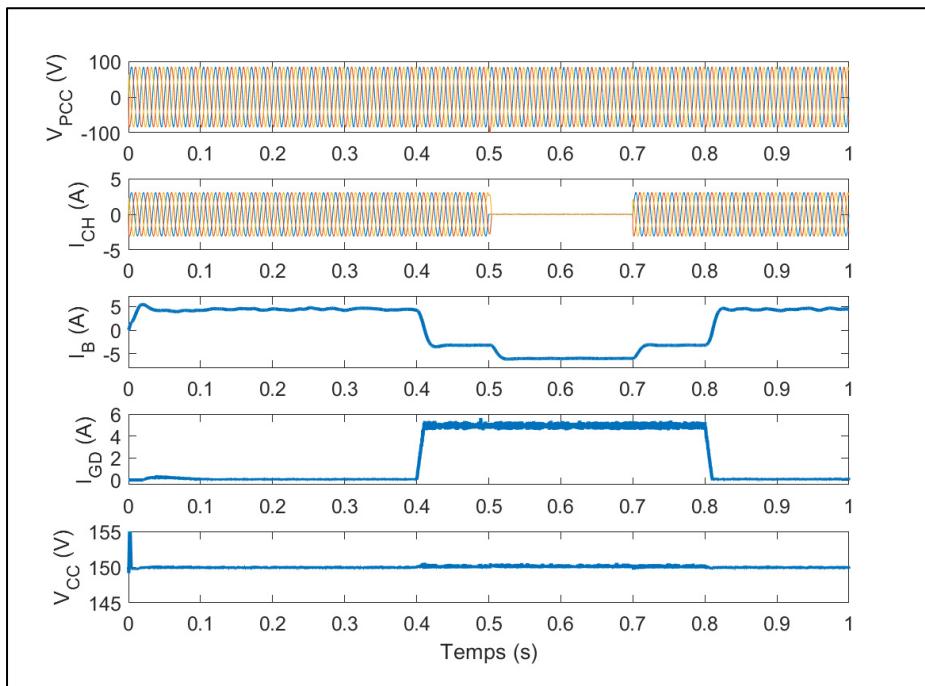


Figure 4.5 Performances dynamiques du système GD de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur du GD ( $I_{GD}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 4.4 Résultats expérimentaux

Les stratégies de contrôle basées sur la combinaison de la théorie de la stabilité de Lyapunov et du FS-MPC proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique ont été implémentées dans un prototype de microréseau à petite échelle basé sur dSPACE dans le laboratoire. Le prototype est présenté à la figure A.II.1 dans l'Annexe II et le tableau A.I.4 détaille les paramètres du système à l'Annexe I.

#### 4.4.1 Performances expérimentales du système SSÉ-convertisseur d’interfaçage

La figure 4.6 montre les formes d’ondes de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Pour ce test, aucune source d’énergie n’est considérée et la charge est connectée à  $t = 1.2$  s et déconnectée à  $t = 2.8$  s. On peut voir que le SSÉ alimente la charge lorsque celle-ci est connectée et que les régulations des tensions du PCC et du bus à CC sont bonnes, ce qui confirme les performances des stratégies de contrôle proposées basées sur la combinaison entre le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov pour le contrôle de niveau primaire du contrôle hiérarchique.

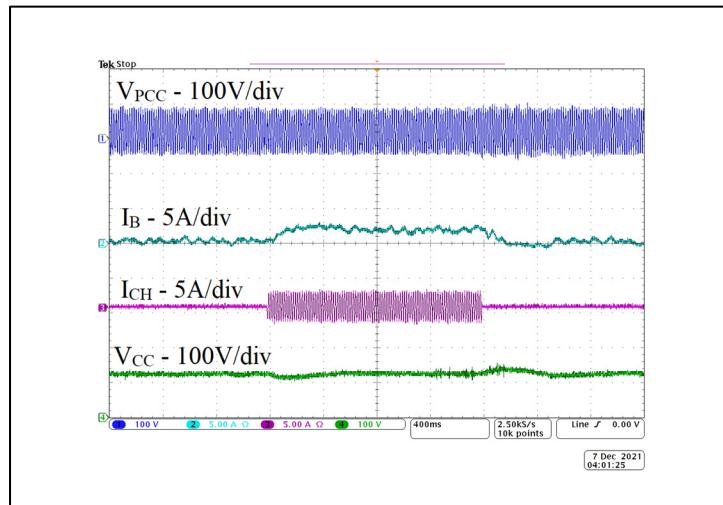


Figure 4.6 Performances dynamiques lors de la varions de la charge à  $t = 1.2$  s et  $t = 2.8$  s de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant de charge ( $I_{CH}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 4.4.2 Performances expérimentales du système éolien

Les figures 4.7 présentent les performances du système éolien en présence de variations de la charge et de la vitesse du vent. Les formes d’ondes de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur à CC élévateur de l’éolienne ( $I_{WTb}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) sont présentées pour les figures 4.7 (a) et (b). La figure (a) présente les

performances du système sans charge et à vitesse de vent constante et, la figure (b) en présence de variations de la vitesse du vent, toujours sans charge ; le vent augmente de  $t = 4$  s à  $t = 6$  s et diminue de  $t = 12$  s à  $t = 15$  s. On peut voir que l'éolienne charge le SSÉ sans affecter les régulations des tensions. La figure 4.7 (c) présente les formes d'ondes des courants de la charge ( $I_{CH}$ ), du SSÉ ( $I_B$ ) et de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Ce test est réalisé à vent constant et la charge est connectée à  $t = 3$  s et déconnectée à  $t = 7$  s. On peut voir que malgré la connexion et la déconnexion de la charge, le système reste stable, le système éolien est capable d'alimenter la charge et de charger le SSÉ simultanément. On remarque également que les tensions sont bien régulées, ce qui confirme les performances des stratégies de contrôle proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique basées sur la combinaison du FS-MPC et de la théorie de la stabilité de Lyapunov. La figure 4.7 (d) montre les formes d'ondes de la tension ( $V_{stator}$ ) et du courant ( $I_{stator}$ ) à la sortie de la BLDC, le courant à la sortie du convertisseur à CC élévateur ( $I_{WT}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). On reconnaît les formes d'ondes trapézoïdales classiques à la sortie de la machine BLDC et, le pont de diodes et le convertisseur élévateur permettent d'obtenir une tension et un courant continu afin de connecter l'éolienne au bus à CC.

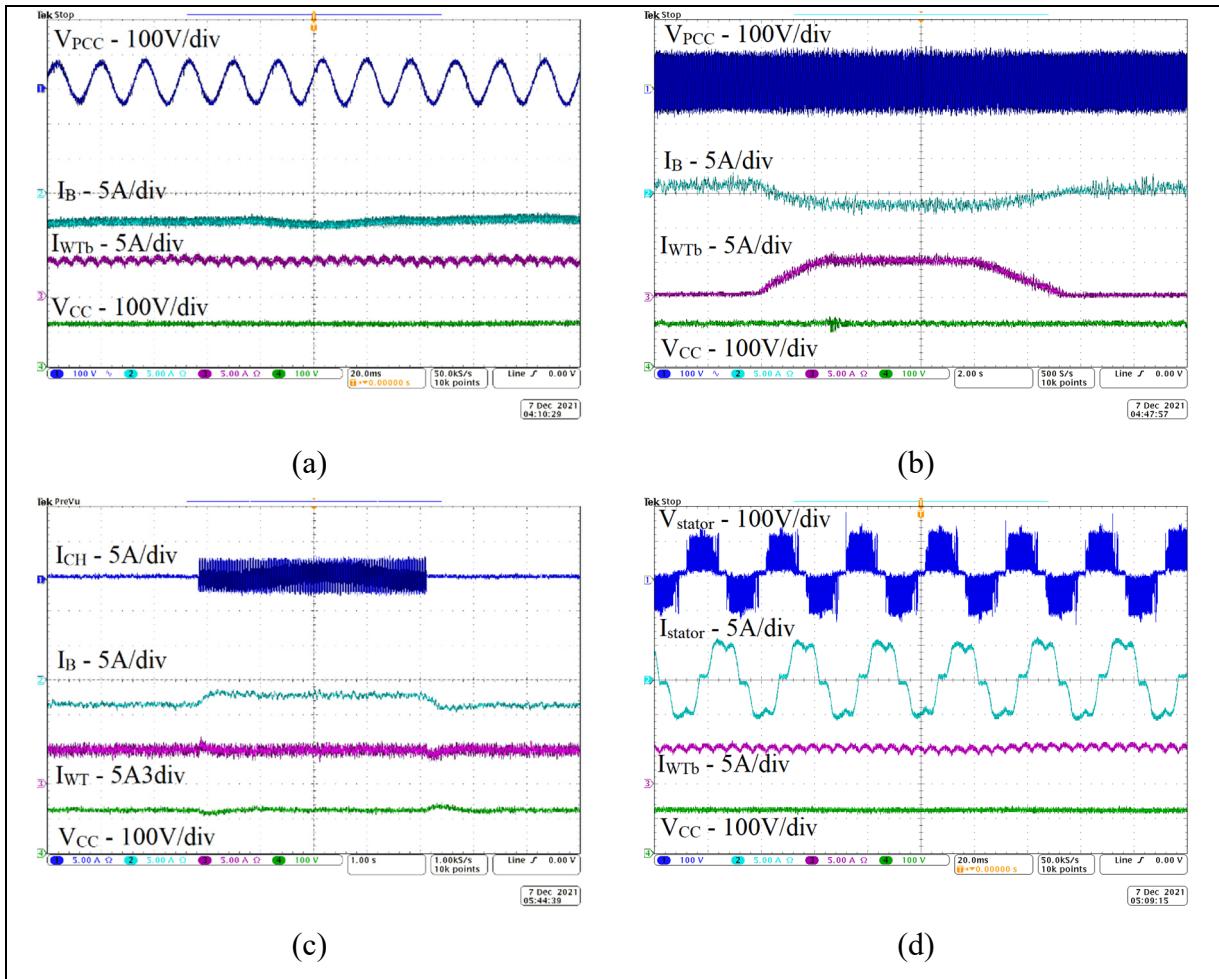


Figure 4.7 Performances dynamiques (a) et (b) de la tension au PCC ( $V_{PCC}$ ), du courant du SSÉ ( $I_B$ ), du courant du convertisseur élévateur de l'éolienne ( $I_{WTb}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ; (c) des courants de la charge ( $I_{CH}$ ), du SSÉ ( $I_B$ ) et du convertisseur de l'éolienne ( $I_{WT}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ) ; (d) de la tension ( $V_{stator}$ ) et du courant ( $I_{stator}$ ) à la sortie de la machine BLDC, le courant à la sortie du convertisseur ( $I_{WTb}$ ) et la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 4.4.3 Performances expérimentales du système PV

Les figures 4.8 montrent les performances du système PV, on peut voir les formes d'ondes des courants de charge ( $I_{CH}$ ), de SSÉ ( $I_B$ ) et du système PV ( $I_{PV}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). Le test présenté sur la figure 4.8 (a) est réalisé à charge constante et l'irradiance est augmentée à  $t = 2$  s. Pour la figure 4.8 (b), la charge reste constante et l'irradiance est diminuée à  $t = 2$  s.

Et pour la figure 4.8 (c), l'irradiance reste constante et la charge est connectée de  $t = 3$  s à  $t = 7$  s. On peut voir que le courant du SSÉ varie avec les variations de charge et d'irradiance afin de balancer les puissances dans le système. Également, la tension du bus à CC est bien régulée, les performances des stratégies de contrôle proposées sont bonnes.

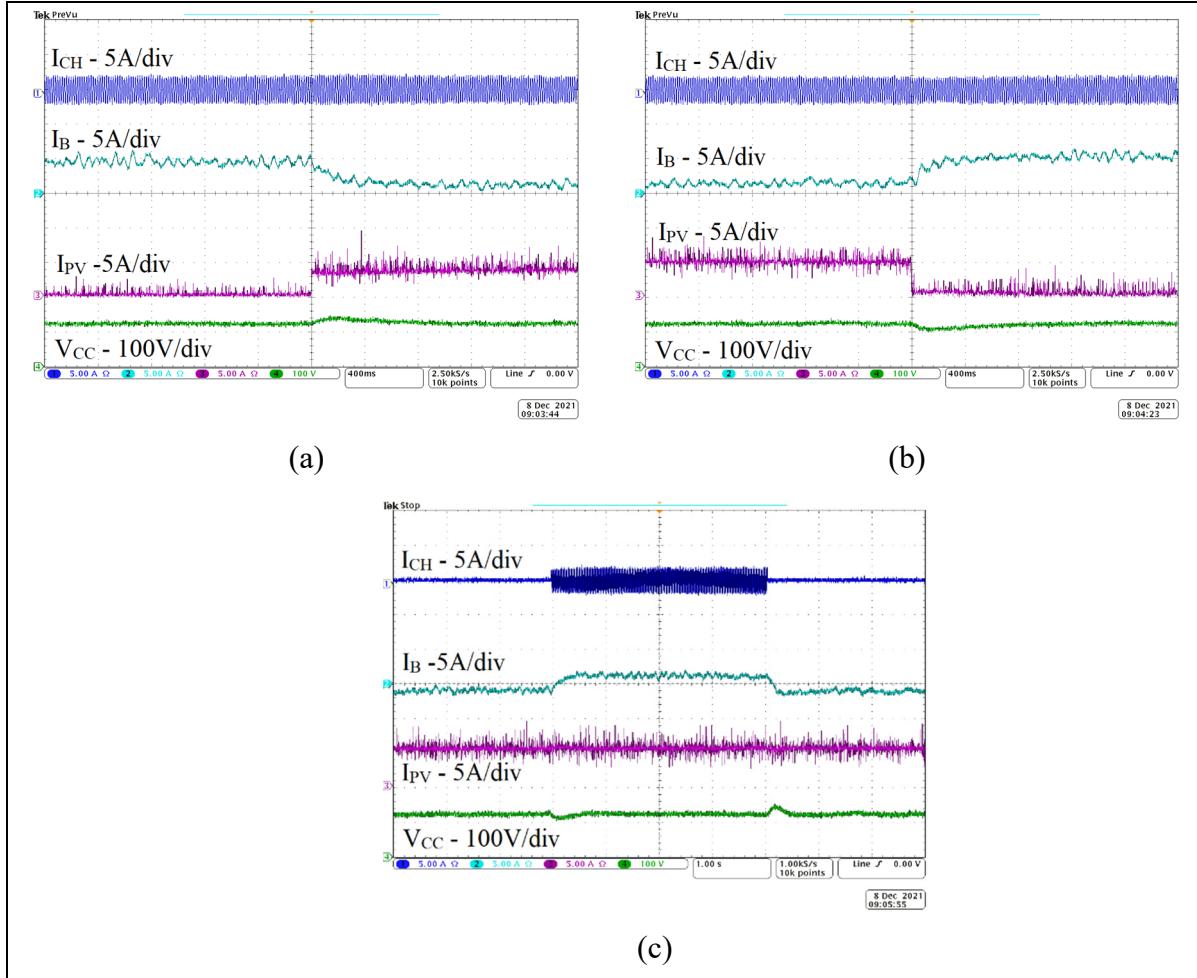


Figure 4.8 Performances dynamiques lors de la variation de l'irradiance à  $t = 2$  s (a) et (b) et de la charge à  $t = 3$  s à  $t = 7$  s (c) des courants de charge ( $I_{CH}$ ), de SSÉ ( $I_B$ ) et du système PV ( $I_{PV}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

#### 4.4.4 Performances expérimentales du système GD

Les figures 4.9 (a) et (b) montrent les réponses du système lors de la connexion et la déconnexion du GD et la figure 4.9 (c) lors de la connexion et la déconnexion de la charge en présence du GD. Ainsi, on peut observer les formes d'ondes des courants de charge ( $I_{CH}$ ), du SSÉ ( $I_B$ ) et du GD ( $I_{GD}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ ). La connexion du GD est présentée à la figure 4.9 (a) à  $t = 6$  s, la déconnexion sur la figure 4.9 (b) à  $t = 6$  s et la variation de la charge à la figure 4.9 (c) à  $t = 4$  s et  $t = 7$  s. On peut voir que la GD est capable de charger le SSÉ et d'alimenter la charge simultanément et que le SSÉ permet de balancer les puissances dans le système sans affecter la régulation de la tension du bus à CC. Ce qui confirme les performances des stratégies de contrôles proposées.

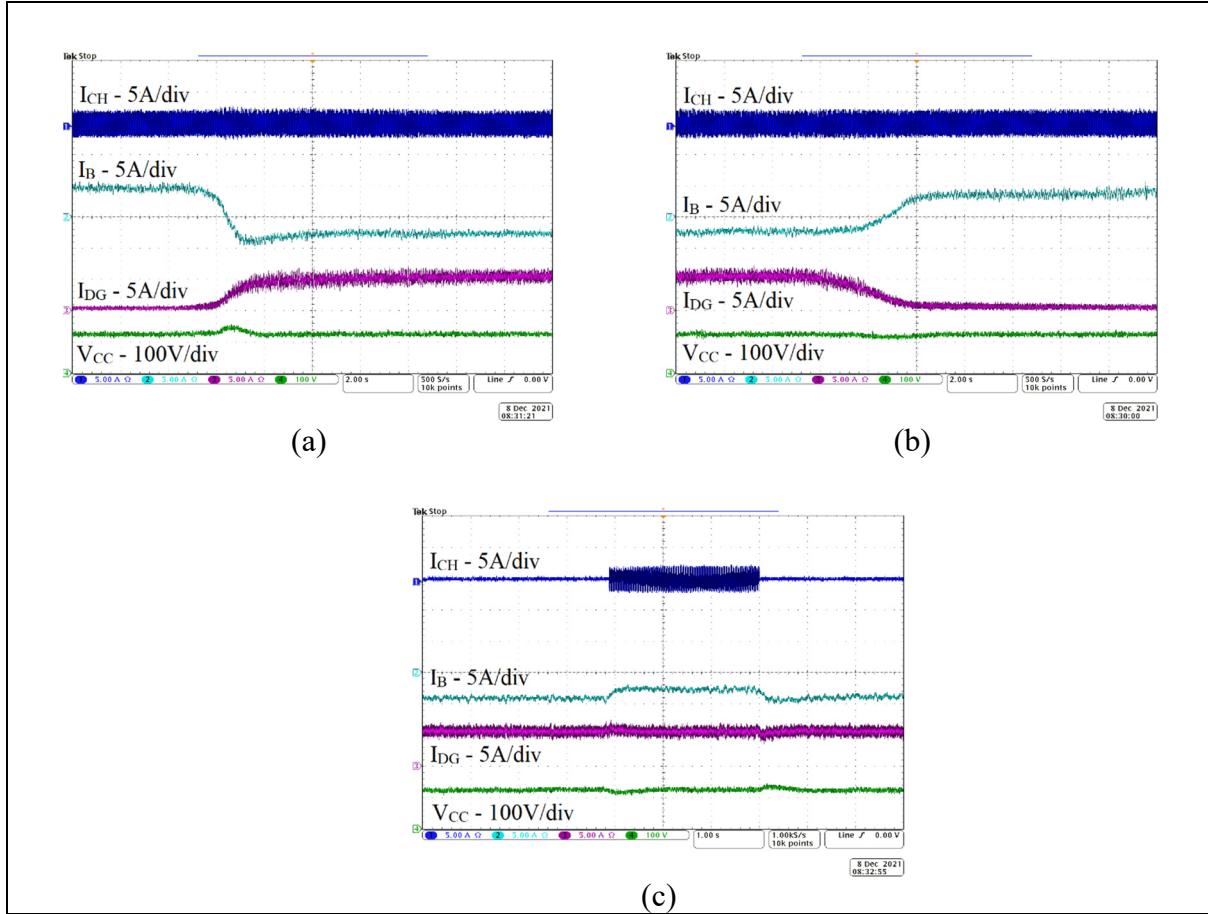


Figure 4.9 Performances dynamiques lors de la connexion (a) et de la déconnexion (b) du GD et de la charge (c) des courants de charge ( $I_{CH}$ ), de SSÉ ( $I_B$ ) et du GD ( $I_{DG}$ ) et de la tension du bus à CC ( $V_{CC}$ )

## 4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, la combinaison du FS-MPC et de la théorie de la stabilité de Lyapunov a été étudiée pour les différents contrôleurs de niveau primaire du contrôle hiérarchique. Le microréseau considéré pour cette étude est composé d'un système PV, d'un système éolien, d'un GD, d'un SSÉ et de charges dynamiques. Les sources d'énergie et le système de stockage ont été connectés au bus à CC afin d'éviter les problèmes de synchronisation avec le PCC. Un convertisseur d'interfaçage triphasé source de tension est utilisé pour alimenter les charges à CA. Les fonctions de coût des contrôleurs FS-MPC ont été définies en utilisant la théorie de la

stabilité de Lyapunov permettant ainsi de diminuer la charge de calcul des contrôleurs par rapport à la méthode FS-MPC conventionnelle. Des résultats de simulation et expérimentaux ont été présentés pour valider les performances du système et des stratégies de contrôle proposées en présence de variations de l'irradiance et de la vitesse du vent et de la connexion et de la déconnexion du GD et des charges.



## **CHAPITRE 5**

### **IMPLÉMENTATION DU PROTOCOLE DE COMMUNICATION MODBUS RTU POUR LA COMMUNICATION ENTRE LES TROIS NIVEAUX DU CONTRÔLE HIÉRARCHIQUE**

#### **5.1      Introduction**

La gestion de l'énergie dans les microréseaux est une tâche importante notamment avec le développement des microréseaux intelligents qui sont étroitement liés à l'évolution de l'internet des objets. Dans ce contexte, l'intégration d'un protocole de communication performant devient essentielle afin de faciliter les échanges entre les trois niveaux du contrôle hiérarchique.

#### **5.2      Le protocole Modbus**

Le protocole de communication Modbus a été développé en 1979 et il est basé sur une architecture Maître/Eslave. Ce protocole est destiné à permettre une communication simple, rapide et fiable entre différents contrôleurs. Le protocole Modbus est populaire dans l'industrie, car c'est un protocole fiable et facile à implémenter, il est également libre de droit et permet la communication sur différents réseaux. Toutefois, en cas de transmission d'une quantité très importante de données, des latences sont observées, ce qui peut le rendre inadapté pour certaines applications (Cagnano, De Tuglie, & Mancarella, 2020).

Il existe différents protocoles Modbus, chacun ayant un fonctionnement différent et étant donc plus ou moins adapté suivant les applications. Les trois versions de Modbus sont : Modbus RTU, Modbus ASCII et Modbus TCP/IP.

### **5.2.1 Modbus RTU**

Le protocole de communication Modbus RTU (Remote Terminal Unit) fonctionne sur le mode Maître/Eclave, où seul le maître est actif et les esclaves sont passifs. C'est le contrôleur maître qui lit et écrit les données pour chaque contrôleur esclave. En utilisant une connexion RS-232, trois câbles sont nécessaires et il est possible de faire transiter deux informations en même temps dans des sens différents, seulement la distance est limitée à 15 mètres et le système doit alors être limité à un maître et un esclave. De plus, la présence de bruits ou de parasites sur le réseau peut polluer le système de communication. La connexion RS-485 permet de n'utiliser que deux câbles, la distance minimale est de 1200 mètres et il est possible d'utiliser jusqu'à 32 périphériques, cependant en utilisant seulement deux câbles, une seule information peut circuler à la fois. Cette connexion est également protégée contre les bruits et les parasites. Chaque contrôleur est identifié par une adresse ce qui permet au contrôleur maître de communiquer avec le bon contrôleur esclave (Tamboli, Rawale, Thoraiet, & Agashe, 2015).

### **5.2.2 Modbus ASCII**

Le fonctionnement du Modbus ASCII (American Standard Code for Information Interchange) est poche du mode RTU. Le mode ASCII utilise des caractères ASCII et est donc plus facile à lire, mais il est moins performant, il faut environ deux fois moins d'octets pour transmettre le même contenu avec le mode RTU (Park, Park, & Kang, 2022).

### **5.2.3 Modbus TCP/IP**

Le protocole de communication Modbus TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol) fonctionne sur le mode Client/Serveur : les clients sont actifs et le serveur est complètement passif et ce sont les clients qui se connectent au serveur pour y lire et écrire des données. La connexion peut se faire par Wifi ou Ethernet et le serveur est identifié grâce à son adresse IP et le numéro du port de connexion (Si, Korada, Ayyanar, & Lei, 2021).

### 5.3 Protocole Modbus dans un microréseau

L'utilisation d'un protocole de communication efficace, fiable et performant permet l'intégration d'un système de contrôle et d'acquisition de données (Supervisory Control And Data Acquisition, SCADA) en temps réel. Ce type de système nécessite de centraliser un grand nombre de données des contrôleurs locaux afin d'intégrer différents éléments de surveillance et de protection. Et ainsi, la conception et l'implémentation du protocole de communication doit prendre en compte différentes contraintes afin d'optimiser le fonctionnement global du système. Les différents niveaux de contrôle fonctionnant à des vitesses de calcul différentes et les canaux de communication pouvant générer des périodes de latence, il est important de s'assurer que le système reste efficace, stable et sécuritaire en tout temps.

Pour ce type d'application, le protocole Modbus RTU semble être la meilleure solution. En effet, en utilisant le superviseur comme maître et les contrôleurs locaux comme esclave, il est possible pour le contrôleur principal de récupérer les données mesurées par les capteurs au niveau des contrôleurs locaux. Également, en cas de détection de fautes à partir des données récupérées, le contrôleur principal peut décider de certaines actions afin de protéger le système et envoyer aux contrôleurs locaux les consignes correspondantes. L'utilisation du protocole Modbus TCP/IP complexifierait le système. Il faudrait alors utiliser un serveur où les contrôleurs de niveau inférieur viendraient écrire les valeurs des données mesurées par les capteurs et le contrôleur de niveau supérieure irait récupérer les données dont il a besoin. Également le contrôleur de niveau supérieur devrait écrire dans le serveur les nouvelles consignes ou références pour les contrôleurs de niveau inférieur qui devront sans cesse aller lire les registres correspondant afin de ne pas rater les nouvelles consignes ou les nouvelles références. L'utilisation de ce protocole rajoute des étapes par rapport au Modbus RTU.

## 5.4 Fonctionnement du protocole Modbus RTU

Chaque message du protocole Modbus RTU se compose de la façon suivante : l'adresse du périphérique esclave, numérotée de 1 à 247, le code de fonction, le numéro du registre et le nombre de données en fonction du code choisi et enfin une somme de contrôle de type contrôle de redondance cyclique (CRC). Le protocole échange des informations au format hexadécimal et, il y a un octet pour l'adresse, un octet pour la fonction, plusieurs octets pour les données dépendamment du nombre de données à renvoyer ou à écrire et deux octets pour le CRC. Entre chaque message, un silence de 3,5 octets doit être observé pour permettre aux contrôleurs d'identifier le début et la fin de chaque message (Modbus Organization, 2012).

Les données sont stockées dans quatre tableaux qui contiennent chacun 9999 valeurs. Deux tableaux stockent des valeurs digitales, l'un permet seulement la lecture de la valeur et l'autre la lecture et l'écriture. Pour les deux autres tableaux, également appelés registres, les données sont analogiques et un tableau permet seulement la lecture et l'autre la lecture et l'écriture comme le montre le tableau 5.1.

Tableau 5.1 Registres Modus

Numéro du registre	Adresse du registre en hexadécimal	Type	Nom	Taille
1-9999	0000 to 270E	Lecture/écriture	Sortie digitale	1 bit
10001-19999	0000 to 270E	Lecture seule	Entrée digitale	1 bit
30001-39999	0000 to 270E	Lecture seule	Entrée analogique	16 bits
40001-49999	0000 to 270E	Lecture/écriture	Sortie analogique	16 bits

Dans un message Modbus, c'est l'adresse du registre qui est utilisée et non le numéro du registre et, pour différencier les différents tableaux et donc les différents types de données, plusieurs codes de fonction sont utilisés. Chaque fonction permet alors de lire ou d'écrire dans l'un des quatre tableaux comme le montre le tableau 5.2 (Modbus Organization, 2012).

Tableau 5.2 Fonctions principales Modbus

Code de fonction	Fonction	Type de données	Type d'accès
01 (0x01)	Lecture d'une sortie digitale	1 bit	Lecture
02 (0x02)	Lecture d'une entrée digitale	1 bit	Lecture
03 (0x03)	Lecture d'une sortie analogique	16 bits	Lecture
04 (0x04)	Lecture d'une entrée analogique	16 bits	Lecture
05 (0x05)	Ecriture d'une sortie digitale	1 bit	Écriture
06 (0x06)	Ecriture d'une sortie analogique	16 bits	Écriture
15 (0xF)	Ecriture de plusieurs sorties digitales	1 bit	Écriture
16 (0x10)	Ecriture de plusieurs sorties analogiques	16 bits	Écriture

Afin d'assurer la communication entre les différents contrôleurs, il est important de définir différents paramètres qui doivent être les mêmes pour chacun des contrôleurs afin de ne pas compromettre la communication : la vitesse de modulation (exprimée en bauds) et la taille des caractères (généralement 8 bits) et l'utilisation ou non d'un bit de parité.

## 5.5 Implémentation dans Matlab/Simulink

Le protocole de communication Modbus étant libre de droit et largement utilisé dans l'industrie, des librairies Modbus sont disponibles et faciles à implémenter pour la majorité des microcontrôleurs. Cependant, en travaillant dans l'environnement Simulink, nous avons dû développer un programme permettant de reproduire le fonctionnement du protocole de communication Modbus RTU en utilisant les ports de communication série SCI (Serial Communication Interface). Ainsi, nous avons dû séparer les données du message reçu, intégrer

et gérer une base de données, concaténer les données du message à renvoyer et contrôler l'ouverture et la fermeture du port de communication pour permettre la réception et l'envoi des messages.

La figure 5.1 montre la forme d'un message Modbus sur la connexion RS-485. Pour cet exemple, le contrôleur de niveau supérieur écrit une valeur analogique dans le registre d'un contrôleur de niveau inférieur, pour modifier une référence de tension par exemple. Ainsi, le message a une longueur de huit octets : un octet pour l'adresse, un octet pour la fonction, deux octets pour l'adresse du registre, deux octets pour la valeur et deux octets pour le CRC. À la vitesse de 9600 bauds, le message a une durée de 6.6 ms. Pour ce type d'échange, le message de réponse du contrôleur esclave est identique à la demande.

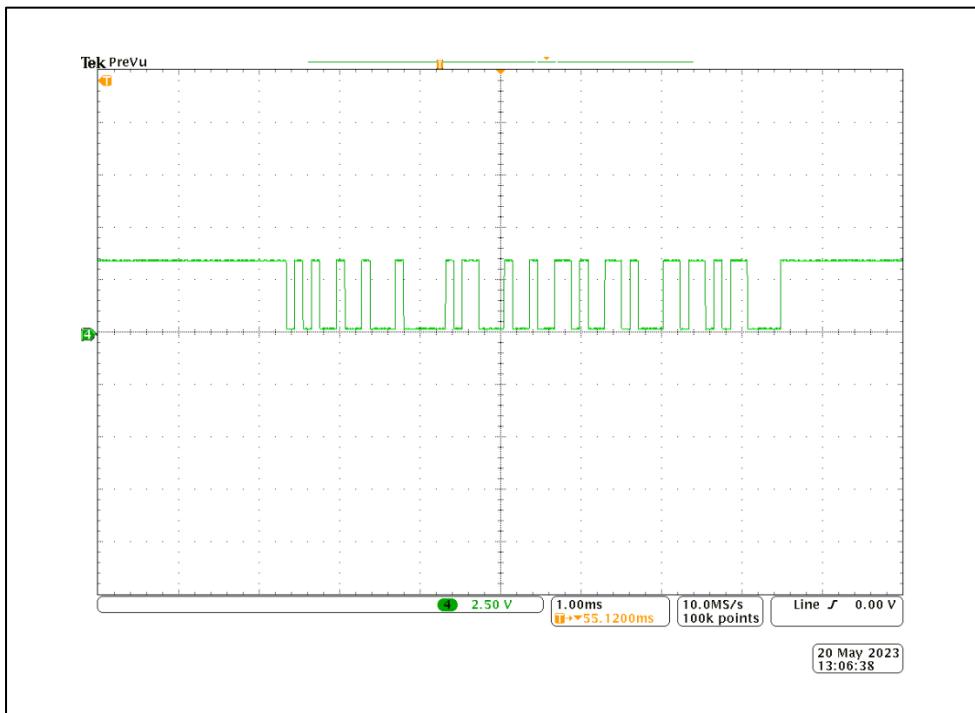


Figure 5.1 Forme d'onde d'un message Modbus sur la connexion RS-485

## 5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la conception et l'implémentation du protocole de communication Modbus RTU en utilisant une connexion RS-485 pour l'échange de données et de consignes entre un superviseur de niveau supérieur et un contrôleur de niveau inférieur. Comme nous l'avons vu, parmi les différents protocoles de communication, le mode RTU et la communication RS-485 sont plus adaptés pour notre application. Il serait intéressant d'étudier les limites de ce type de système en l'intégrant à un système complet avec un plus grand nombre de sources d'énergie, de capteurs et des contrôleurs locaux. Ainsi, le superviseur aurait un rôle beaucoup plus important, tout d'abord dans les modes de fonctionnement et le choix des différentes références, mais également dans la détection de fautes et la protection du système. Cependant, ce type de développement est limité par le nombre de microcontrôleurs nécessaires.



## CONCLUSION

Dans ce rapport de thèse, l'implémentation de stratégies de contrôle de différents niveaux hiérarchiques a été étudiée pour des architectures sélectionnées de microréseaux hybrides isolés. Ces microréseaux, composés de différentes SÉR, d'un SSÉ, d'un GD de secours et de charges dynamiques, visent à fournir à une SBT une alimentation électrique fiable, stable et sécuritaire en tout temps.

Tout d'abord, la conception et l'implémentation de stratégies de contrôle basées sur le FS-MPS ont été discutées pour les contrôleurs de niveau primaire. Pour cette première étude, un microréseau intégrant un système PV, un SSÉ, un GD et des charges est considéré. Afin de s'affranchir des problèmes de synchronisation lors de la connexion du GD au PCC, le GD est connecté du côté à CC du microréseau, ce qui permet également, de simplifier le contrôle du convertisseur d'interfaçage en évitant d'utiliser un PLL notamment. La stratégie de contrôle FS-MPC est proposée pour chacun des convertisseurs et permet de réguler la tension et la fréquence au PCC, contrôler le courant du GD pour le faire fonctionner à sa puissance nominale, contrôler le courant du système PV pour assurer le suivi de son PPM et contrôler le courant du SSÉ pour réguler la tension du bus à CC et balancer les puissances dans le système. Également, différents modes de fonctionnement ont été définis pour un contrôleur de niveau supérieur afin de minimiser la quantité de diesel consommée et d'assurer la protection du SSÉ sans utiliser de charge de délestage. Les performances du système proposé ont été validées par simulation et expérimentalement.

D'autre part, la conception et l'implémentation d'un gestionnaire de puissance en temps réel basé sur la méthode BFO ont été étudiées. Une stratégie de contrôle à deux niveaux est proposée pour le contrôle du convertisseur d'interfaçage dans un microréseau isolé. Pour cette étude le microréseau est composé seulement d'un GD connecté au PCC, d'un SSÉ et de charges dynamiques linéaires et non linéaires. Le contrôleur de niveau secondaire basé sur la méthode BFO calcule en temps réel les références de puissance active et réactive du convertisseur

d'interfaçage, qui servent d'entrées au contrôleur de niveau primaire basé sur le contrôle FS-MPC. Ce contrôleur permet de gérer les échanges de puissance, de réguler la tension et la fréquence au PCC et d'améliorer la qualité de l'énergie. Des résultats de simulation et expérimentaux démontrent le bon fonctionnement du système en présence de différents types de charge. Le GD fonctionne à sa puissance nominale et la puissance réactive est fournie par le SSÉ à travers le convertisseur d'interfaçage. Le gestionnaire basé sur la méthode BFO est comparé à un gestionnaire basé sur la méthode PSO et, les deux méthodes montrent des performances similaires en présence de conditions variables. Toutefois, il a été montré que la méthode BFO nécessite moins d'étapes de calcul et est donc mieux adaptée aux applications en temps réel.

Également, la combinaison entre le FS-MPC et la théorie de la stabilité de Lyapunov a été étudiée pour les contrôleurs de niveau primaire dans un microréseau isolé. Pour cette étude, le microréseau considéré est composé d'un système PV, d'une éolienne, d'un GD, d'un SSÉ et de charges dynamiques. L'ensemble des sources d'énergie et le SSÉ sont connectés du côté à CC afin de s'affranchir des problèmes de synchronisation et un convertisseur d'interfaçage triphasé est utilisé pour alimenter les charges à CA. La théorie de la stabilité de Lyapunov est utilisée pour la définition des fonctions de coût. Les modifications apportées par rapport au contrôle FS-MPC conventionnelle permettent de diminuer la charge de calcul. Les performances du système et des stratégies de contrôle proposées pour le niveau primaire du contrôle hiérarchique ont été validées par simulation et expérimentalement.

Enfin, l'implémentation du protocole de communication Modbus RTU, basé sur une connexion RS-485, a été étudiée pour l'échange d'informations entre plusieurs contrôleurs de niveaux différents. L'utilisation d'un système de supervision pour la surveillance et la protection du microréseau nécessite l'échange d'un grand nombre de données et requiert donc l'intégration d'un protocole de communication performant. Le protocole de communication Modbus RTU et la connexion RS-485 semblent être adaptés pour ce type d'application. Ainsi le superviseur rassemble les données mesurées au niveau des contrôleurs primaires et peut ensuite leur

renvoyer des consignes d'action pour changer de mode de fonctionnement ou protéger le système en cas de défaut.



## **RECOMMANDATIONS**

Bien que les résultats de simulation et expérimentaux présentés démontrent le bon fonctionnement des stratégies de contrôle proposées, certaines recommandations peuvent être formulées pour des travaux futurs.

L'utilisation de la communication permet d'augmenter la fiabilité, la sécurité et les performances des microréseaux. On pourrait, par exemple, intégrer un contrôleur intelligent au niveau tertiaire du contrôle hiérarchique afin de surveiller le bon fonctionnement du système et faire de la détection de fautes en temps réel. Mais également, il serait possible d'intégrer une stratégie de gestion des modes de fonctionnement plus complexe, en utilisant l'intelligence artificielle et en se basant sur les récurrences des données météorologiques et du profil de la charge.

Cependant, pour ce type de système plus complet, le nombre de contrôleurs nécessaires devient important. Idéalement, on retrouve deux contrôleurs pour chaque convertisseur, un premier pour le contrôle et le second pour la communication. Et ainsi pour les microréseaux isolés basés sur plusieurs sources d'énergie, un système de stockage et différentes charges, il devient difficile d'implémenter un système complet dans le laboratoire.

Toutefois, il serait intéressant aussi bien de développer une stratégie de contrôle intelligente pour la gestion de la puissance et la détection de défauts afin d'améliorer les performances et la sécurité de ce type de système. Mais également de tester les limites du protocole de communication avec l'échange d'un grand flux de données tout en tenant compte des vitesses de calcul différentes des différents niveaux de contrôles et des délais occasionnés par la communication.



## ANNEXE I

### PARAMÈTRES DES DIFFÉRENTS SYSTÈMES

Tableau A.I.1 Paramètres du système simulé au Chapitre 2

Éléments	Paramètres
GS	$S_n=2\text{kVA}$ ; $V_n=208\text{V}$ ; $fs=60\text{Hz}$ ; $2P=4$ ; $L_{1GD}=4.5\text{ mH}$ ; $L_{2GD}=8\text{ mH}$ ; $C_{GD}=100\text{ }\mu\text{F}$ ; $R_c=5\text{ }\Omega$ ; $C_r=120\mu\text{F}$ ; $L_{GD}=0.2\text{mH}$ ; $L_{GDB}=4\text{mH}$
Système PV	$P_m=80\text{W}$ ; $V_{oc}=21.9\text{V}$ ; $I_{sc}=5\text{A}$ ; 2 lignes en parallèle, 5 modules par ligne ; $L_{PV}=5\text{mH}$
Batterie	$V_n=108\text{V}$ , Capacité: $12\text{Ah}$ ; $L_B=2\text{mH}$ ; $C_{CC}=2500\mu\text{F}$
Charges	$P_1=70\text{W}$ ; $P_2=70\text{W}$
Filtres	$L_f=0.5\text{mH}$ ; $C_f=60\mu\text{F}$ ; $R_f=0.2\text{ }\Omega$

Tableau A.I.2 Paramètres du système simulé au Chapitre 3

Éléments	Paramètres
GS	$S_n = 12 \text{ kVA}$ , $V_n = 208 \text{ V}$ , $fs = 60 \text{ Hz}$ , $2 P = 4$ , $R_{impédance\_interne} = 0.8160 \text{ }\Omega$ , $L_{impédance\_interne} = 0.8104 \times 10^{-3} \text{ H}$ , $J = 3.895 \times 10^6 \text{ kg.m}^2$
Batterie	$V_n = 120 \text{ V}$ , Capacité: $400 \text{ Ah}$ , $V_{coupure} = 90 \text{ V}$ , $V_{charge\_complète} = 137.3 \text{ V}$ , $I_{décharge-nom} = 8 \text{ A}$ , $r_{interne} = 0.0625 \text{ }\Omega$ , $L_B = 0.25 \text{ mH}$
Charges	$P_{constant} = 8 \text{ kW}$ , $P_{dynamique} = 3 \text{ kW}$ , $Q_{dynamiqueC} = 2 \text{ kVAr}$ , $Q_{dynamiqueL} = 2 \text{ kVAr}$ $R_{snl} = 1 \text{ }\Omega$ , $L_{snl} = 0.5 \times 10^{-3} \text{ H}$ , $R_{nl} = 10 \text{ }\Omega$ , $L_{nl} = 10 \times 10^{-3} \text{ H}$
Filtres	$L_f = 8.5 \times 10^{-3} \text{ H}$ , $C_f = 40 \times 10^{-6} \text{ F}$ , $R_f = 0.2 \text{ }\Omega$
BFO	$S = 20$ ; $N_c = 8$ ; $N_s = 12$ ; $N_{re} = 4$ ; $N_{ed} = 2$ ; $P_{ed} = 0.3$

Tableau A.I.3 Paramètres du système simulé au Chapitre4

Éléments	Paramètres
GS	$S_n=2\text{kVA}$ ; $V_n=208\text{V}$ ; $f_s=60\text{Hz}$ ; $2P=4$ ; $L_{1GD}=4.5\text{ mH}$ ; $L_{2GD}=8\text{ mH}$ ; $C_{GD}=100\text{ }\mu\text{F}$ ; $R_c=5\text{ }\Omega$ ; $C_r=120\mu\text{F}$ ; $L_{GD}=0.2\text{mH}$ ; $L_{GDb}=4\text{mH}$
BLDC	
Système PV	$P_m=80\text{W}$ ; $V_{oc}=21.9\text{V}$ ; $I_{sc}=5\text{A}$ ; 2 lignes en parallèle, 5 modules par ligne ; $L_{PV}=5\text{mH}$
Batterie	$V_n=108\text{V}$ , Capacité: 12Ah ; $L_B=2\text{mH}$ ; $C_{CC}=2500\mu\text{F}$
Charges	$P_1=70\text{W}$ ; $P_2=70\text{W}$
Filtres	$L_f=0.5\text{mH}$ ; $C_f=60\mu\text{F}$ ; $R_f=0.2\text{ }\Omega$

Tableau A.I.4 Paramètres du prototype utilisé pour les résultats expérimentaux

Éléments	Paramètres
GS	$S_n=1.5\text{kVA}$ ; $V_n=208\text{V}$ ; $f_s=60\text{Hz}$ ; $2P=4$ $L_{1GD}=5\text{mH}$ ; $C_{GD}=75\mu\text{F}$ ; $L_{2GD}=5\text{mH}$ ; $R_c=5\text{ }\Omega$ ; $C_r=250\mu\text{F}$ ; $L_{GD}=2.5\text{mH}$ ; $L_{GDb}=5\text{mH}$
BLDC	$P=1.8\text{kW}$ , $\omega=1800\text{rpm}$ , $V=320\text{V}$ , $I=12.5\text{A}$
Système PV	$P_m=80\text{W}$ ; $V_{oc}=21.9\text{V}$ ; $I_{sc}=5\text{A}$ ; 2 lignes en parallèle, 5 modules par ligne; $L_{PV}=5\text{mH}$
Batterie	$V_n=108\text{V}$ , Capacité: 12Ah ; $L_B=10\text{mH}$ ; $C_{CC}=5500\mu\text{F}$
Charge	$P_1=70\text{W}$ ; $P_2=70\text{kW}$
Filtres	$L_f=5\text{mH}$ ; $C_f=66\mu\text{F}$ ; $R_f=2.5\Omega$

## ANNEXE II

### PROTOTYPE DE MICRORÉSEAU À PETITE ÉCHELLE DANS LE LABORATOIRE

Le prototype utilisé pour obtenir les résultats expérimentaux est présenté à la figure A.1. Comme on peut le voir il est composé de : 1) charges, 2) convertisseurs à CC, 3) onduleur, 4) dSPACE, 5) capteurs de tension et de courant, 6) inductances du filtre RLC, 7) résistances et condensateurs du filtre RLC, 8) émulateur de système PV, 9) logiciel Control Desk, 10) drive, 11) source de tension continue pour l'excitation, 12) machine à induction, 13) GS, 14) batteries Acide-Plomb.



Figure A.II.1 Prototype de microréseau au laboratoire



## ARTICLES PUBLIÉS

Ce travail de recherche a fait l'objet de plusieurs publications dans des journaux comme premier auteur :

- F. Dubuisson, M. Rezkallah, H. Ibrahim and A. Chandra, "Real-Time Implementation of the Predictive-Based Control with Bacterial Foraging Optimization Technique for Power Management in Standalone Microgrid Application", *Energies*, vol. 14, no. 6, pp. 1723, Mar. 2021.
- F. Dubuisson, M. Rezkallah, A. Chandra, M. Saad, M. Tremblay and H. Ibrahim, "Control of Hybrid Wind–Diesel Standalone Microgrid for Water Treatment System Application," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 55, no. 6, pp. 6499–6507, Nov.-Dec. 2019, doi: 10.1109/TIA.2019.2938727.

Et comme co-auteur :

- M. Rezkallah, F. Dubuisson, S. Singh, B. Singh, A. Chandra, H. Ibrahim, M. Ghandour., "Coordinated Control Strategy for Hybrid off-Grid System Based on Variable Speed Diesel Generator," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 58, no. 4, pp. 4411–4423, July-Aug. 2022, doi: 10.1109/TIA.2022.3174825.
- M. Rezkallah, H. Ibrahim, F. Dubuisson, A. Chandra, S. Singh, B. Singh, M. Issa, "Hardware Implementation of Composite Control Strategy for Wind-PV-Battery Hybrid Off-Grid Power Generation System," *Clean Technologies*, vol. 3, no. 4, pp. 821–843, Nov. 2021, doi: 10.3390/cleantechnol3040048.

Et cinq articles de conférences qui ont été présenté à des conférences nationales et internationales :

- F. Dubuisson, A. Chandra, M. Rezkallah and H. Ibrahim "Performance Study of Load Power Management and Control based on ANN and MPC for Standalone PV-Battery

DC Off-Microgrid," 2023 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2023), Montréal, QC, Canada, 2023

- F. Dubuisson, S. Dhaou, A. Chandra, M. Rezkallah and H. Ibrahim, "Implementation of an Optimal Control based on ANN and LADRC for Two-Stage Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter," 2022 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), Detroit, MI, USA, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/IAS54023.2022.9940139.
- F. Dubuisson, A. Chandra, M. Rezkallah and H. Ibrahim, "Global Maximum Power Point Tracking Strategy based on BFO Method for Standalone PV System Under Partial Shading Conditions," IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, ON, Canada, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/IECON48115.2021.9589065.
- F. Dubuisson, A. Chandra, M. Rezkallah and H. Ibrahim, "A Bacterial Foraging Optimization Technique and Predictive Control Approach for Power Management in a Standalone Microgrid," 2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC), Edmonton, AB, Canada, 2020, pp. 1-7, doi: 10.1109/EPEC48502.2020.9320038.
- F. Dubuisson, A. Chandra, M. Rezkallah, H. Ibrahim and B. Singh, "Predictive Based Control Algorithm for Hybrid Diesel-Battery Standalone Power Generation System," 2019 8th International Conference on Power Systems (ICPS), Jaipur, India, 2019, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICPS48983.2019.9067746.

## ARTICLES SOUMIS

- Un article en cours de revue pour IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics (JESTPE) : "Real-Time Implementation of FS-MPC Controllers for Off-Microgrid Configuration Based on Distributed Energy Sources"
- Un article en cours de revue pour IEEE Transactions on Power Electronics "Lyapunov Function and Finite-Control-Set Model-Predictive Control for Standalone DC Microgrid"
- Un article en cours de revue pour IEEE Transactions on Industry Applications "Implementation of an Optimal Control based on ANN and LADRC for Two-Stage Single-Phase Photovoltaic Grid-Connected Inverter"
- Un article en revue chez Energies comme co-auteur "Design and Implementation of a Decentralized Control Strategy For a Wind-PV-Battery Hybrid Off-grid System based on the LADRC Controller"

## BIBLIOGRAPHIE

- Abhishek, A., Ranjan, A., Devassy, S., Kumar Verma, B., Ram, S. K., & Dhakar, A. K. (2020). Review of hierarchical control strategies for DC microgrid. *IET Renewable Power Generation*, 14(10), 1631-1640. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2019.1136>
- Aguilera, R. P., & Quevedo, D. E. (2015). Predictive Control of Power Converters : Designs With Guaranteed Performance. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(1), 53-63. <https://doi.org/10.1109/TII.2014.2363933>
- Ali, E. S., & Abd-Elazim, S. M. (2013). BFOA based design of PID controller for two area Load Frequency Control with nonlinearities. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 51, 224-231. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2013.02.030>
- Alvial-Palavicino, C., Garrido-Echeverría, N., Jiménez-Estévez, G., Reyes, L., & Palma-Behnke, R. (2011). A methodology for community engagement in the introduction of renewable based smart microgrid. *Energy for Sustainable Development*, 15(3), 314-323. <https://doi.org/10.1016/j.esd.2011.06.007>
- Amjadi, N., Fatemi, H., & Zareipour, H. (2012). Solution of Optimal Power Flow Subject to Security Constraints by a New Improved Bacterial Foraging Method. *IEEE Transactions on Power Systems*, 27(3), 1311-1323. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2011.2175455>
- Antoniewicz, K., Jasinski, M., Kazmierkowski, M. P., & Malinowski, M. (2016). Model Predictive Control for Three-Level Four-Leg Flying Capacitor Converter Operating as Shunt Active Power Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(8), 5255-5262. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2536584>
- Arriaga, M., Brooks, M., & Moore, N. (2016). Open Access Energy—COP22 Brief Power to Change the World. Consulté 20 décembre 2022, à l'adresse [https://scholar.google.ca/citations?view\\_op=view\\_citation&hl=en&user=HyvxwH0AAAJ&citation\\_for\\_view=HyvxwH0AAAAJ:Y0pCki6q\\_DkC](https://scholar.google.ca/citations?view_op=view_citation&hl=en&user=HyvxwH0AAAJ&citation_for_view=HyvxwH0AAAAJ:Y0pCki6q_DkC)
- Arunkumar, G., C, D., Padmanaban, S., Prusty, B. R., & Khan, B. (2021). Implementation of Optimization-Based PI Controller Tuning for Non-Ideal Differential Boost Inverter. *IEEE Access*, 9, 58677-58688. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3071538>
- Auer, G., Giannini, V., Desset, C., Godor, I., Skillermack, P., Olsson, M., ... Fehske, A. (2011). How much energy is needed to run a wireless network? *IEEE Wireless Communications*, 18(5), 40-49. <https://doi.org/10.1109/MWC.2011.6056691>
- Babaie, M., Mehrasa, M., Sharifzadeh, M., & Al-Haddad, K. (2022). Floating Weighting Factors ANN-MPC Based on Lyapunov Stability for Seven-Level Modified PUC

- Active Rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(1), 387-398. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3050375>
- Bollipo, R. B., Mikkili, S., & Bonthagorla, P. K. (2021). Hybrid, optimal, intelligent and classical PV MPPT techniques : A review. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, 7(1), 9-33. <https://doi.org/10.17775/CSEEJPES.2019.02720>
- Bouzid, A. M., Guerrero, J. M., Cheriti, A., Bouhamida, M., Sicard, P., & Benghanem, M. (2015). A survey on control of electric power distributed generation systems for microgrid applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 44, 751-766. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2015.01.016>
- Cagnano, A., De Tuglie, E., & Mancarella, P. (2020). Microgrids : Overview and guidelines for practical implementations and operation. *Applied Energy*, 258, 114039. <https://doi.org/10.1016/j.apenergy.2019.114039>
- Chauhan, A., & Saini, R. P. (2014). A review on Integrated Renewable Energy System based power generation for stand-alone applications : Configurations, storage options, sizing methodologies and control. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 38, 99-120. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.05.079>
- Che, L., Shahidehpour, M., Alabdulwahab, A., & Al-Turki, Y. (2015). Hierarchical Coordination of a Community Microgrid With AC and DC Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 6(6), 3042-3051. <https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2398853>
- Chen, S. X., Gooi, H. B., & Wang, M. Q. (2012). Sizing of Energy Storage for Microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 3(1), 142-151. <https://doi.org/10.1109/TSG.2011.2160745>
- Choudhury, S. (2022). Review of energy storage system technologies integration to microgrid : Types, control strategies, issues, and future prospects. *Journal of Energy Storage*, 48, 103966. <https://doi.org/10.1016/j.est.2022.103966>
- Cintuglu, M. H., Youssef, T., & Mohammed, O. A. (2018). Development and Application of a Real-Time Testbed for Multiagent System Interoperability : A Case Study on Hierarchical Microgrid Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 9(3), 1759-1768. <https://doi.org/10.1109/TSG.2016.2599265>
- Colin, F., Ian, D., Graham, M., Howard, S., & Malcolm, C. (2009). Understanding the Environmental Impact of Communication Systems. Final Report. Consulté 14 décembre 2022, à l'adresse <https://docplayer.net/15409732-Understanding-the-environmental-impact-of-communication-systems-final-report.html>

- Colson, C. M., Nehrir, M. H., & Wang, C. (2009). Ant colony optimization for microgrid multi-objective power management. *2009 IEEE/PES Power Systems Conference and Exposition*, 1-7. <https://doi.org/10.1109/PSCE.2009.4840070>
- Dehghanzadeh, A., Farahani, G., Vahedi, H., & Al-Haddad, K. (2018). Model predictive control design for DC-DC converters applied to a photovoltaic system. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 103, 537-544. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2018.05.004>
- Díaz, N. L., Luna, A. C., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2017). Centralized Control Architecture for Coordination of Distributed Renewable Generation and Energy Storage in Islanded AC Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(7), 5202-5213. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2606653>
- Dragičević, T., Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., & Škrlec, D. (2014). Supervisory Control of an Adaptive-Droop Regulated DC Microgrid With Battery Management Capability. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(2), 695-706. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2257857>
- Dragičević, T., Lu, X., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2016). DC Microgrids—Part I : A Review of Control Strategies and Stabilization Techniques. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(7), 4876-4891. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2478859>
- Dragičević, T., Zheng, C., Rodriguez, J., & Blaabjerg, F. (2020). Robust Quasi-Predictive Control of LCL-Filtered Grid Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(2), 1934-1946. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2916604>
- Dubuisson, F., Chandra, A., Rezkallah, M., & Ibrahim, H. (2020). A Bacterial Foraging Optimization Technique and Predictive Control Approach for Power Management in a Standalone Microgrid. *2020 IEEE Electric Power and Energy Conference (EPEC)*, 1-7. <https://doi.org/10.1109/EPEC48502.2020.9320038>
- Dubuisson, F., Chandra, A., Rezkallah, M., & Ibrahim, H. (2021). Global Maximum Power Point Tracking Strategy based on BFO Method for Standalone PV System Under Partial Shading Conditions. *IECON 2021 – 47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 1-5. <https://doi.org/10.1109/IECON48115.2021.9589065>
- Dubuisson, F., Chandra, A., Rezkallah, M., Ibrahim, H., & Singh, B. (2019). Predictive Based Control Algorithm for Hybrid Diesel-Battery Standalone Power Generation System. *2019 8th International Conference on Power Systems (ICPS)*, 1-6. <https://doi.org/10.1109/ICPS48983.2019.9067746>
- Dubuisson, F., Rezkallah, M., Chandra, A., Saad, M., Tremblay, M., & Ibrahim, H. (2019). Control of Hybrid Wind–Diesel Standalone Microgrid for Water Treatment System

- Application. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(6), 6499-6507. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2938727>
- Dubuisson, F., Rezkallah, M., Ibrahim, H., & Chandra, A. (2021). Real-Time Implementation of the Predictive-Based Control with Bacterial Foraging Optimization Technique for Power Management in Standalone Microgrid Application. *Energies*, 14(6), 1723. <https://doi.org/10.3390/en14061723>
- Eghtedarpour, N., & Farjah, E. (2014). Power Control and Management in a Hybrid AC/DC Microgrid. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(3), 1494-1505. <https://doi.org/10.1109/TSG.2013.2294275>
- Ellis, G. (2012). *Control system design guide : Using your computer to understand and diagnose feedback controllers* (4th ed, Vol. 1–1 online resource (521 pages)). Burlington: Elsevier Science. Consulté à l'adresse [http://www.123library.org/book\\_details/?id=50294](http://www.123library.org/book_details/?id=50294)
- Elobaid, L. M., Abdelsalam, A. K., & Zakzouk, E. E. (2015). Artificial neural network-based photovoltaic maximum power point tracking techniques : A survey. *IET Renewable Power Generation*, 9(8), 1043-1063. <https://doi.org/10.1049/iet-rpg.2014.0359>
- Eltawil, M. A., & Zhao, Z. (2013). MPPT techniques for photovoltaic applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 25, 793-813. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2013.05.022>
- Engleitner, R., Nied, A., Cavalca, M. S. M., & da Costa, J. P. (2018). Dynamic Analysis of Small Wind Turbines Frequency Support Capability in a Low-Power Wind-Diesel Microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(1), 102-111. <https://doi.org/10.1109/TIA.2017.2761833>
- Environnement et Changement climatique Canada, Gouvernement du Canada. (2016, juin 21). Carte globale—Atlas éolien—Environnement et Changement climatique Canada. Consulté 20 décembre 2022, à l'adresse <http://www.windatlas.ca/maps-fr.php?field=E1&height=50&season=ANU>
- Espina, E., Llanos, J., Burgos-Mellado, C., Cárdenas-Dobson, R., Martínez-Gómez, M., & Sáez, D. (2020). Distributed Control Strategies for Microgrids : An Overview. *IEEE Access*, 8, 193412-193448. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2020.3032378>
- Faisal, M., Hannan, M. A., Ker, P. J., Hussain, A., Mansor, M. B., & Blaabjerg, F. (2018). Review of Energy Storage System Technologies in Microgrid Applications : Issues and Challenges. *IEEE Access*, 6, 35143-35164. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2841407>

- Femia, N., Petrone, G., Spagnuolo, G., & Vitelli, M. (2005). Optimization of perturb and observe maximum power point tracking method. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 20(4), 963-973. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2005.850975>
- Fu, Q., Hamidi, A., Nasiri, A., Bhavaraju, V., Krstic, S. B., & Theisen, P. (2013). The Role of Energy Storage in a Microgrid Concept : Examining the opportunities and promise of microgrids. *IEEE Electrification Magazine*, 1(2), 21-29. <https://doi.org/10.1109/MELE.2013.2294736>
- Golzari, S., Rashidi, F., & Farahani, H. F. (2019). A Lyapunov function based model predictive control for three phase grid connected photovoltaic converters. *Solar Energy*, 181, 222-233. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2019.02.005>
- Gouvernement du Canada, C. de la radiodiffusion et des télécommunications canadiennes (CRTC). (2019, décembre 16). Rapport de surveillance des communications 2019 [Rapport]. Consulté 12 décembre 2022, à l'adresse <https://crtc.gc.ca/fra/publications/reports/policymonitoring/2019/cmr10.htm>
- Guerrero, J. M., Vasquez, J. C., Matas, J., de Vicuna, L. G., & Castilla, M. (2011). Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(1), 158-172. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2066534>
- Hirsch, A., Parag, Y., & Guerrero, J. (2018). Microgrids : A review of technologies, key drivers, and outstanding issues. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 90, 402-411. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2018.03.040>
- Holland, J. H. (1992). *Adaptation in Natural and Artificial Systems : An Introductory Analysis with Applications to Biology, Control, and Artificial Intelligence*. MIT Press.
- Hu, J., Shan, Y., Cheng, K. W., & Islam, S. (2022). Overview of Power Converter Control in Microgrids—Challenges, Advances, and Future Trends. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(8), 9907-9922. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2022.3159828>
- Hu, J., Shan, Y., Guerrero, J. M., Ioinovici, A., Chan, K. W., & Rodriguez, J. (2021). Model predictive control of microgrids – An overview. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 136, 110422. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2020.110422>
- Humar, I., Ge, X., Xiang, L., Jo, M., Chen, M., & Zhang, J. (2011). Rethinking energy efficiency models of cellular networks with embodied energy. *IEEE Network*, 25(2), 40-49. <https://doi.org/10.1109/MNET.2011.5730527>
- Ibrahim, I. M., Abdelaziz, A. Y., Alhelou, H. H., & Omran, W. A. (2023). Sizing of Microgrid System Including Multi-Functional Battery Storage and Considering Uncertainties. *IEEE Access*, 11, 29521-29540. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3259459>

- Ishaque, K., Salam, Z., Amjad, M., & Mekhilef, S. (2012). An Improved Particle Swarm Optimization (PSO)-Based MPPT for PV With Reduced Steady-State Oscillation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(8), 3627-3638. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2012.2185713>
- Israr, A., Yang, Q., Li, W., & Zomaya, A. Y. (2021). Renewable energy powered sustainable 5G network infrastructure: Opportunities, challenges and perspectives. *Journal of Network and Computer Applications*, 175, 102910. <https://doi.org/10.1016/j.jnca.2020.102910>
- Ji, T. Y., Li, M. S., Wu, Q. H., & Jiang, L. (2011). Optimal estimation of harmonics in a dynamic environment using an adaptive bacterial swarming algorithm. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 5(6), 609-620. <https://doi.org/10.1049/iet-gtd.2010.0171>
- Karamanakos, P., & Geyer, T. (2020). Guidelines for the Design of Finite Control Set Model Predictive Controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7434-7450. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2954357>
- Khalid, A., Javaid, N., Guizani, M., Alhussein, M., Aurangzeb, K., & Ilahi, M. (2018). Towards Dynamic Coordination Among Home Appliances Using Multi-Objective Energy Optimization for Demand Side Management in Smart Buildings. *IEEE Access*, 6, 19509-19529. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2791546>
- Kumar Tiwari, S., Singh, B., & Goel, P. Kr. (2018). Design and Control of Microgrid Fed by Renewable Energy Generating Sources. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 54(3), 2041-2050. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2793213>
- Lalouni, S., Rekioua, D., Rekioua, T., & Matagne, E. (2009). Fuzzy logic control of stand-alone photovoltaic system with battery storage. *Journal of Power Sources*, 193(2), 899-907. <https://doi.org/10.1016/j.jpowsour.2009.04.016>
- Lashab, A., Sera, D., & Guerrero, J. M. (2019). A Dual-Discrete Model Predictive Control-Based MPPT for PV Systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(10), 9686-9697. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2019.2892809>
- Lashab, A., Sera, D., Guerrero, J. M., Mathe, L., & Bouzid, A. (2018). Discrete Model-Predictive-Control-Based Maximum Power Point Tracking for PV Systems: Overview and Evaluation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(8), 7273-7287. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2764321>
- Lekouaghet, B., Boukabou, A., Lourci, N., & Bedrine, K. (2018). Control of PV grid connected systems using MPC technique and different inverter configuration models. *Electric Power Systems Research*, 154, 287-298. <https://doi.org/10.1016/j.epsr.2017.08.027>

- Lin, H., & Antsaklis, P. J. (2009). Stability and Stabilizability of Switched Linear Systems : A Survey of Recent Results. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 54(2), 308-322. <https://doi.org/10.1109/TAC.2008.2012009>
- Liu, X., Qiu, L., Fang, Y., Ma, J., Wu, W., Peng, Z., & Wang, D. (2020). Lyapunov-based finite control-set model predictive control for nested neutral point-clamped converters without weighting factors. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 121, 106071. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2020.106071>
- Lotfi, H., & Khodaei, A. (2017). AC Versus DC Microgrid Planning. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 8(1), 296-304. <https://doi.org/10.1109/TSG.2015.2457910>
- Lovekin, D., Moorhouse, J., Morales, V., & Salek, B. (2020, juillet). Diesel Reduction Progress in Remote Communities. Consulté 26 avril 2023, à l'adresse Pembina Institute website: //www.pembina.org/pub/diesel-reduction-progress-remote-communities
- Mahmood, H., Michaelson, D., & Jiang, J. (2015). Decentralized Power Management of a PV/Battery Hybrid Unit in a Droop-Controlled Islanded Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(12), 7215-7229. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2394351>
- Meng, F., Zhang, Q., Lin, Y., Zou, S., Fu, J., Liu, B., ... Du, S. (2022). Field study on the performance of a thermosyphon and mechanical refrigeration hybrid cooling system in a 5G telecommunication base station. *Energy*, 252, 123744. <https://doi.org/10.1016/j.energy.2022.123744>
- Merei, G., Berger, C., & Sauer, D. U. (2013). Optimization of an off-grid hybrid PV–Wind–Diesel system with different battery technologies using genetic algorithm. *Solar Energy*, 97, 460-473. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2013.08.016>
- Metry, M., & Balog, R. S. (2020). An Adaptive Model Predictive Controller for Current Sensorless MPPT in PV Systems. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 1, 445-455. <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2020.3026775>
- Metry, M., Shadmand, M. B., Balog, R. S., & Abu-Rub, H. (2017). MPPT of Photovoltaic Systems Using Sensorless Current-Based Model Predictive Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(2), 1157-1167. <https://doi.org/10.1109/TIA.2016.2623283>
- Milivojevic, N., Krishnamurthy, M., Emadi, A., & Stamenkovic, I. (2011). Theory and Implementation of a Simple Digital Control Strategy for Brushless DC Generators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 26(11), 3345-3356. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2135378>

- Miozzo, M., Piovesan, N., & Dini, P. (2020). Coordinated Load Control of Renewable Powered Small Base Stations Through Layered Learning. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 4(1), 16-30. <https://doi.org/10.1109/TGCN.2019.2938860>
- Mirjalili, S., Mirjalili, S. M., & Lewis, A. (2014). Grey Wolf Optimizer. *Advances in Engineering Software*, 69, 46-61. <https://doi.org/10.1016/j.advengsoft.2013.12.007>
- Mishra, S. (2005). A hybrid least square-fuzzy bacterial foraging strategy for harmonic estimation. *IEEE Transactions on Evolutionary Computation*, 9(1), 61-73. <https://doi.org/10.1109/TEVC.2004.840144>
- Mishra, S., & Bhende, C. N. (2007). Bacterial Foraging Technique-Based Optimized Active Power Filter for Load Compensation. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 22(1), 457-465. <https://doi.org/10.1109/TPWRD.2006.876651>
- Mishra, Y., Mishra, S., & Li, F. (2012). Coordinated Tuning of DFIG-Based Wind Turbines and Batteries Using Bacteria Foraging Technique for Maintaining Constant Grid Power Output. *IEEE Systems Journal*, 6(1), 16-26. <https://doi.org/10.1109/JSYST.2011.2162795>
- Modbus Organization. (2012). *MODBUS Application Protocol Specification : V1. 1b3*. Modbus Organization.
- Mohamed Imran A & Kowsalya M. (2014). Optimal size and siting of multiple distributed generators in distribution system using bacterial foraging optimization. *Swarm and Evolutionary Computation*, 15, 58-65. <https://doi.org/10.1016/j.swevo.2013.12.001>
- Mutarraf, M. U., Terriche, Y., Niazi, K. A. K., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2018). Energy Storage Systems for Shipboard Microgrids—A Review. *Energies*, 11(12), 3492. <https://doi.org/10.3390/en11123492>
- Nanda, J., Mishra, S., & Saikia, L. C. (2009). Maiden Application of Bacterial Foraging-Based Optimization Technique in Multiarea Automatic Generation Control. *IEEE Transactions on Power Systems*, 24(2), 602-609. <https://doi.org/10.1109/TPWRS.2009.2016588>
- Nanda, S. J., & Panda, G. (2014). A survey on nature inspired metaheuristic algorithms for partitional clustering. *Swarm and Evolutionary Computation*, 16, 1-18. <https://doi.org/10.1016/j.swevo.2013.11.003>
- Narayanan, V., Kewat, S., & Singh, B. (2021). Control and Implementation of a Multifunctional Solar PV-BES-DEGS Based Microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(9), 8241-8252. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3013740>

- Nayanar, V., Kumaresan, N., & Ammasai Gounden, N. (2016a). A Single-Sensor-Based MPPT Controller for Wind-Driven Induction Generators Supplying DC Microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(2), 1161-1172. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2420568>
- Nayanar, V., Kumaresan, N., & Ammasai Gounden, N. G. (2016b). Wind-driven SEIG supplying DC microgrid through a single-stage power converter. *Engineering Science and Technology, an International Journal*, 19(3), 1600-1607. <https://doi.org/10.1016/j.jestch.2016.05.016>
- Neto, P. J. dos S., Barros, T. A. dos S., Silveira, J. P. C., Filho, E. R., Vasquez, J. C., & Guerrero, J. M. (2020). Power Management Strategy Based on Virtual Inertia for DC Microgrids. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(11), 12472-12485. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2020.2986283>
- Niu, B., Wang, H., Wang, J., & Tan, L. (2013). Multi-objective bacterial foraging optimization. *Neurocomputing*, 116, 336-345. <https://doi.org/10.1016/j.neucom.2012.01.044>
- Olatomiwa, L., Mekhilef, S., Huda, A. S. N., & Sanusi, K. (2015). Techno-economic analysis of hybrid PV–diesel–battery and PV–wind–diesel–battery power systems for mobile BTS : The way forward for rural development. *Energy Science & Engineering*, 3(4), 271-285. <https://doi.org/10.1002/ese3.71>
- Olivares, D. E., Mehrizi-Sani, A., Etemadi, A. H., Cañizares, C. A., Iravani, R., Kazerani, M., ... Hatzigargyriou, N. D. (2014). Trends in Microgrid Control. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 5(4), 1905-1919. <https://doi.org/10.1109/TSG.2013.2295514>
- Oliveira, D. Q., Saavedra, O. R., Santos-Pereira, K., Pereira, J. D. F., Cosme, D. S., Veras, L. S., ... Riboldi, V. B. (2021). A critical review of energy storage technologies for microgrids. *Energy Systems*. <https://doi.org/10.1007/s12667-021-00464-6>
- Palma-Behnke, R., Benavides, C., Lanas, F., Severino, B., Reyes, L., Llanos, J., & Sáez, D. (2013). A Microgrid Energy Management System Based on the Rolling Horizon Strategy. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 4(2), 996-1006. <https://doi.org/10.1109/TSG.2012.2231440>
- Park, B.-W., Park, S.-J., & Kang, F.-S. (2022). A Novel Communication Method Using PWM and Capture Function of DSP for Parallel Controlled Power Electronics Systems. *IEEE Access*, 10, 68266-68280. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2022.3186690>
- Parveen, H., Sharma, U., & Singh, B. (2022). Battery Supported Solar Water Pumping System With Adaptive Feed-Forward Current Estimation. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 37(3), 1623-1633. <https://doi.org/10.1109/TEC.2022.3147496>

- Parvez Akter, Md., Mekhilef, S., Mei Lin Tan, N., & Akagi, H. (2016). Modified Model Predictive Control of a Bidirectional AC-DC Converter Based on Lyapunov Function for Energy Storage Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(2), 704-715. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2478752>
- Passino, K. M. (2002). Biomimicry of bacterial foraging for distributed optimization and control. *IEEE Control Systems Magazine*, 22(3), 52-67. <https://doi.org/10.1109/MCS.2002.1004010>
- Patnaik, S. S., & Panda, A. K. (2012). Particle Swarm Optimization and Bacterial Foraging Optimization Techniques for Optimal Current Harmonic Mitigation by Employing Active Power Filter. *Applied Computational Intelligence and Soft Computing*, 2012, e897127. <https://doi.org/10.1155/2012/897127>
- Patrao, I., Figueres, E., Garcerá, G., & González-Medina, R. (2015). Microgrid architectures for low voltage distributed generation. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 43, 415-424. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.11.054>
- Piovesan, N., López-Pérez, D., Miozzo, M., & Dini, P. (2021). Joint Load Control and Energy Sharing for Renewable Powered Small Base Stations : A Machine Learning Approach. *IEEE Transactions on Green Communications and Networking*, 5(1), 512-525. <https://doi.org/10.1109/TGCN.2020.3027063>
- Pradhan, R., & Panda, A. (2020). Performance evaluation of a MPPT controller with model predictive control for a photovoltaic system. *International Journal of Electronics*, 107(10), 1543-1558. <https://doi.org/10.1080/00207217.2020.1727027>
- Puchalapalli, S., Tiwari, S. K., Singh, B., & Goel, P. K. (2020). A Microgrid Based on Wind-Driven DFIG, DG, and Solar PV Array for Optimal Fuel Consumption. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 56(5), 4689-4699. <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.2999563>
- Rajasekar, N., Krishna Kumar, N., & Venugopalan, R. (2013). Bacterial Foraging Algorithm based solar PV parameter estimation. *Solar Energy*, 97, 255-265. <https://doi.org/10.1016/j.solener.2013.08.019>
- Rasheduzzaman, Md., & Kimball, J. W. (2019). Modeling and Tuning of an Improved Delayed-Signal-Cancellation PLL for Microgrid Application. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34(2), 712-721. <https://doi.org/10.1109/TEC.2018.2880610>
- Ressources naturelles Canada. (2020, décembre 21). Cartes d'ensoleillement et du potentiel d'énergie solaire photovoltaïque du Canada. Consulté 20 décembre 2022, à l'adresse <https://www.rncan.gc.ca/nos-ressources-naturelles/sources-d-energie-reseau-de-distribution/l-energie-renouvelable/energie-solaire-photovoltaïque/outils-energie-solaire-photovoltaïque/cartes-d-ensoleillement-et-du-potentiel>

- Rezkallah, M., Chandra, A., Ibrahim, H., Ghandour, M., Sadeq, T., Feger, Z., & Savard, J.-F. (2022). Hardware Implementation of Cooperative Multitasking Control and Stability Analysis for DC Off-Grid System. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(3), 4011-4024. <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3151043>
- Rezkallah, M., Chandra, A., Singh, B., & Singh, S. (2019). Microgrid : Configurations, Control and Applications. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(2), 1290-1302. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2762349>
- Rezkallah, M., Dubuisson, F., Singh, S., Singh, B., Chandra, A., Ibrahim, H., & Ghandour, M. (2022). Coordinated Control Strategy for Hybrid off-Grid System Based on Variable Speed Diesel Generator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 58(4), 4411-4423. <https://doi.org/10.1109/TIA.2022.3174825>
- Rezkallah, M., Sharma, S. K., Chandra, A., Singh, B., & Rousse, D. R. (2017). Lyapunov Function and Sliding Mode Control Approach for the Solar-PV Grid Interface System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(1), 785-795. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2607162>
- Rezkallah, M., Singh, S., Chandra, A., Singh, B., Tremblay, M., Saad, M., & Geng, H. (2019). Comprehensive Controller Implementation for Wind-PV-Diesel Based Standalone Microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(5), 5416-5428. <https://doi.org/10.1109/TIA.2019.2928254>
- Rezkallah, M., Singh, S., Singh, B., Chandra, A., Ibrahim, H., & Ghandour, M. (2021). Implementation of Two-Level Coordinated Control for Seamless Transfer in Standalone Microgrid. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 57(1), 1057-1068. <https://doi.org/10.1109/TIA.2020.3037269>
- Saeed, M. H., Fangzong, W., Kalwar, B. A., & Iqbal, S. (2021). A Review on Microgrids' Challenges & Perspectives. *IEEE Access*, 9, 166502-166517. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2021.3135083>
- Safari, A., & Mekhilef, S. (2011). Simulation and Hardware Implementation of Incremental Conductance MPPT With Direct Control Method Using Cuk Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4), 1154-1161. <https://doi.org/10.1109/TIE.2010.2048834>
- Sarkar, S. K., Badal, F. R., & Das, S. K. (2018). A comparative study of high performance robust PID controller for grid voltage control of islanded microgrid. *International Journal of Dynamics and Control*, 6(3), 1207-1217. <https://doi.org/10.1007/s40435-017-0364-0>

- Sarvi, M., & Azadian, A. (2022). A comprehensive review and classified comparison of MPPT algorithms in PV systems. *Energy Systems*, 13(2), 281-320. <https://doi.org/10.1007/s12667-021-00427-x>
- Sebaaly, F., Sharifzadeh, M., Kanaan, H. Y., & Al-Haddad, K. (2021). Multilevel Switching-Mode Operation of Finite-Set Model Predictive Control for Grid-Connected Packed E-Cell Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(8), 6992-7001. <https://doi.org/10.1109/TIE.2020.3003627>
- Shan, Y., Hu, J., Li, Z., & Guerrero, J. M. (2018). A Model Predictive Control for Renewable Energy Based AC Microgrids Without Any PID Regulators. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(11), 9122-9126. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2822314>
- Sharma, S., Singh, B., & Mishra, S. (2020). Economic Operation and Quality Control in PV-BES-DG-Based Autonomous System. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(4), 2346-2356. <https://doi.org/10.1109/TII.2019.2935531>
- Si, Y., Korada, N., Ayyanar, R., & Lei, Q. (2021). A High Performance Communication Architecture for a Smart Micro-Grid Testbed Using Customized Edge Intelligent Devices (EIDs) With SPI and Modbus TCP/IP Communication Protocols. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 2, 2-17. <https://doi.org/10.1109/OJPEL.2021.3051327>
- Siddique, A. B., Munsi, Md. S., Sarker, S. K., Das, S. K., & Islam, Md. R. (2019). Voltage and current control augmentation of islanded microgrid using multifunction model reference modified adaptive PID controller. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 113, 492-501. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2019.05.065>
- Slotine, J.-J. E., & Li, W. (1991). *Applied nonlinear control*. Englewood Cliffs, N.J: Prentice Hall.
- Subudhi, B., & Pradhan, R. (2018). Bacterial Foraging Optimization Approach to Parameter Extraction of a Photovoltaic Module. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 9(1), 381-389. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2017.2736060>
- Tamboli, S., Rawale, M., Thoraiet, R., & Agashe, S. (2015). Implementation of Modbus RTU and Modbus TCP communication using Siemens S7-1200 PLC for batch process. *2015 International Conference on Smart Technologies and Management for Computing, Communication, Controls, Energy and Materials (ICSTM)*, 258-263. <https://doi.org/10.1109/ICSTM.2015.7225424>
- Tan, X., Li, Q., & Wang, H. (2013). Advances and trends of energy storage technology in Microgrid. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 44(1), 179-191. <https://doi.org/10.1016/j.ijepes.2012.07.015>

- Tang, J., Liu, G., & Pan, Q. (2021). A Review on Representative Swarm Intelligence Algorithms for Solving Optimization Problems : Applications and Trends. *IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica*, 8(10), 1627-1643. <https://doi.org/10.1109/JAS.2021.1004129>
- Tang, W. J., Li, M. S., Wu, Q. H., & Saunders, J. R. (2008). Bacterial Foraging Algorithm for Optimal Power Flow in Dynamic Environments. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 55(8), 2433-2442. <https://doi.org/10.1109/TCSI.2008.918131>
- Tazi, K., Abbou, M. F., & Abdi, F. (2020). Performance analysis of micro-grid designs with local PMSG wind turbines. *Energy Systems*, 11(3), 607-639. <https://doi.org/10.1007/s12667-019-00334-2>
- Tiwari, S. K., Singh, B., & Goel, P. K. (2019). Control of Wind–Diesel Hybrid System With BESS for Optimal Operation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 55(2), 1863-1872. <https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2874593>
- Van Heddeghem, W., Lambert, S., Lannoo, B., Colle, D., Pickavet, M., & Demeester, P. (2014). Trends in worldwide ICT electricity consumption from 2007 to 2012. *Computer Communications*, 50, 64-76. <https://doi.org/10.1016/j.comcom.2014.02.008>
- Vasquez, J. C., Guerrero, J. M., Miret, J., Castilla, M., & de Vicuña, L. G. (2010). Hierarchical Control of Intelligent Microgrids. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 4(4), 23-29. <https://doi.org/10.1109/MIE.2010.938720>
- Viswanathan, L., & Kumar, S. (2018). A Review : Control Strategies for Power Quality Improvement in Microgrid. *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, 8(1), 150-165.
- Wang, B., Manandhar, U., Zhang, X., Gooi, H. B., & Ukil, A. (2019). Deadbeat Control for Hybrid Energy Storage Systems in DC Microgrids. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 10(4), 1867-1877. <https://doi.org/10.1109/TSTE.2018.2873801>
- Wang, Q., Zhao, X., Lv, Z., Ma, X., Zhang, R., & Lin, Y. (2020). Optimizing the ultra-dense 5G base stations in urban outdoor areas : Coupling GIS and heuristic optimization. *Sustainable Cities and Society*, 63, 102445. <https://doi.org/10.1016/j.scs.2020.102445>
- Xiong, X., Wu, W., Li, N., Yang, L., Zhang, J., & Wei, Z. (2019). Risk-Based Multi-Objective Optimization of Distributed Generation Based on GPSO-BFA Algorithm. *IEEE Access*, 7, 30563-30572. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2902886>
- Yamashita, D. Y., Vechiu, I., & Gaubert, J.-P. (2020). A review of hierarchical control for building microgrids. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 118, 109523. <https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.109523>

- Yi, J., Huang, D., Fu, S., He, H., & Li, T. (2016). Optimized Relative Transformation Matrix Using Bacterial Foraging Algorithm for Process Fault Detection. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(4), 2595-2605. <https://doi.org/10.1109/TIE.2016.2515057>
- Yu, J. J. Q., Hou, Y., Lam, A. Y. S., & Li, V. O. K. (2019). Intelligent Fault Detection Scheme for Microgrids With Wavelet-Based Deep Neural Networks. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 10(2), 1694-1703. <https://doi.org/10.1109/TSG.2017.2776310>
- Zahab, E. E. A., Zaki, A. M., & El-sotouhy, M. M. (2017). Design and control of a standalone PV water pumping system. *Journal of Electrical Systems and Information Technology*, 4(2), 322-337. <https://doi.org/10.1016/j.jesit.2016.03.003>
- Zhang, Xibeng, Wang, B., Zhou, Y., Zhang, Y., & Ukil, A. (2023). An Event-Triggered Deadbeat Control Considering Dynamic Power Loss Compensation for Hybrid Energy Storage System. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 70(7), 6844-6855. <https://doi.org/10.1109/TIE.2022.3201281>
- Zhang, Xing, Wang, Y., Yu, C., Guo, L., & Cao, R. (2016). Hysteresis Model Predictive Control for High-Power Grid-Connected Inverters With Output LCL Filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 63(1), 246-256. <https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2477060>
- Zheng, C., Gong, Z., Wu, X., Dragičević, T., Rodriguez, J., & Blaabjerg, F. (2022). Finite-Set Quasi-Sliding Mode Predictive Control of LC-Filtered Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(12), 11968-11978. <https://doi.org/10.1109/TIE.2021.3135605>
- Zheng, L., Jiang, F., Song, J., Gao, Y., & Tian, M. (2018). A Discrete-Time Repetitive Sliding Mode Control for Voltage Source Inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(3), 1553-1566. <https://doi.org/10.1109/JESTPE.2017.2781701>