HAL open science

Onduleur multi-niveaux à base de modules photovoltaïques commutés

Thibault Bertin Riviere de la Souchere

To cite this version:

Thibault Bertin Riviere de la Souchere. Onduleur multi-niveaux à base de modules photovoltaïques commutés. Energie électrique. Université Grenoble Alpes [2020-..], 2023. Français. ⟨NNT : 2023GRALT056⟩. ⟨tel-04390214⟩

HAL Id: tel-04390214

https://theses.hal.science/tel-04390214v1

Submitted on 12 Jan 2024

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

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

Autorisation HAL

HAL Authorization

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ GRENOBLE ALPES

École doctorale : EEATS - Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du Signal (EEATS)
Spécialité : Génie électrique
Unité de recherche : Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information (LETI)

Onduleur multi-niveaux à base de modules photovoltaïques commutés

Multi-level inverter based on switched photovoltaic modules

Présentée par :

Thibault BERTIN RIVIERE DE LA SOUCHERE

Direction de thèse :

Ghislain DESPESSE Directeur de recherche CEA, Université Grenoble Alpes	Directeur de thèse
Remy THOMAS CEA	Co-encadrant de thèse

Rapporteurs :

François GRUSON
MAITRE DE CONFERENCES HDR, ARTS ET METIERS PARIS TECH
Guillaume GATEAU
PROFESSEUR DES UNIVERSITES, TOULOUSE INP

Thèse soutenue publiquement le **5 octobre 2023**, devant le jury composé de :

Ghislain DESPESSE DIRECTEUR DE RECHERCHE, CEA CENTRE DE GRENOBLE	Directeur de thèse
François GRUSON MAITRE DE CONFERENCES HDR, ARTS ET METIERS PARIS TECH	Rapporteur
Guillaume GATEAU PROFESSEUR DES UNIVERSITES, TOULOUSE INP	Rapporteur
Yves LEMBEYE PROFESSEUR DES UNIVERSITES, UNIVERSITE GRENOBLE ALPES	Examinateur
Jean-Paul GAUBERT PROFESSEUR DES UNIVERSITES, UNIVERSITE DE POITIERS	Président

Invités :

Rémy THOMAS
INGENIEUR DE RECHERCHE, CEA-Liten

Remerciements

Je tiens à remercier Ghislain, mon directeur de thèse, pour tous ces échanges très intéressants que nous avons eu durant ces trois années. Grâce à lui, j'ai appris beaucoup de choses sur le domaine de la recherche scientifique.

Je souhaite également remercier Rémy pour m'avoir co-encadré, pour ses nombreuses relectures de mes travaux et pour m'avoir grandement conseillé sur la mise en œuvre du prototype expérimental.

Je remercie l'ensemble des membres du L2EP pour tous les échanges que nous avons eu durant ces trois années. Grâce à l'ambiance chaleureuse du laboratoire, je garde de très bons souvenirs avec tout le monde : Romain, Pierre, Sébastien, Léo, Valentin, Mustapha, Xavier, Gaëtan, Charley, Sylvain, Eric, Yan. J'ai une pensée particulière ceux qui ont démarré leurs thèses en même temps que moi et avec le même directeur : Vincent et Jérôme.

Pour finir, je souhaite bon courage aux collègues thésards (Emile, Rebecca, Vincent, Diane) et espère qu'ils pourront profiter de cette période enrichissante autant que je l'ai fait.

Table des matières

Chapitre 1. Etat de l'art des convertisseurs photovoltaïques 10
A. Contexte 10
1. Réchauffement climatique et émissions de CO2 10
2. Evolution de l'énergie photovoltaïque dans le monde 12
3. Futur de l'énergie photovoltaïque en France 14
4. Marché des onduleurs photovoltaïques 14
5. Panneau photovoltaïque 15
6. Tensions de raccordement 20
B. Onduleurs photovoltaïques 21
1. Structure classique de conversion d'énergie photovoltaïque 21
2. Onduleurs multi-strings 23
3. Micro-onduleurs 24
4. Optimiseurs DC 24
5. Onduleurs multi-niveaux 25
6. Part de marché des onduleurs 28
C. Topologie d'onduleurs cascadés 30
1. Choix de l'étage de conversion DC/AC 30
2. Etat de l'art de la topologie CHBMLI 36
D. Conclusion 46
E. Bibliographie 47

Chapitre 2. Commande de la topologie CHBMLI 52
A. Cadre d'application de l'étude 53
B. Architecture de pilotage du convertisseur 56
C. Objectifs de la commande 58
D. Principe général de la commande 60
E. Boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux 62
1. Modélisation du système et choix des dynamiques d'évolution des grandeurs régulées 63
2. Choix du correcteur : Proportionnel-Intégral ou Intégral-Proportionnel 69
3. Filtrage à 100 Hz de la référence de courant 74
4. Boucle à verrouillage de phase (PLL) : dq-PLL 77
F. Boucle de régulation du courant réseau 81
1. Modélisation du système et principe de linéarisation 81
2. Choix du correcteur de la boucle de régulation du courant réseau $Igrid$ 83

G. Génération des ordres de commande 92
1. Etat de l'art des méthodes de génération des ordres de commande 92
2. Méthode proposée : Modulation du Retard à la Commutation (MRC) 93
3. Comparaison entre l'algorithme MRC et l'algorithme NLC 100
H. Algorithme de tri des modules 102
I. Conclusion 107
J. Bibliographie 108

Chapitre 3. Architecture hardware de pilotage de la topologie CHBMLI 112
A. Conception détaillée de l'architecture hardware 112
1. Architecture hardware et bus de communication 113
2. Maquette expérimentale – Contrôleur central et modules avec contrôleurs locaux 115
3. Détermination des données nécessaires à la régulation 118
4. Organisation d'une trame de communication 120
5. Bilan de l'architecture 125
B. Commande du convertisseur 125
1. Mise en évidence des contraintes liées au bus de communication 126
2. Estimateur des tensions panneaux $VPVi$ 128
C. Fonctionnement sans capteurs de courant 135
1. Estimateur du courant moyen des panneaux $IPVmeani$ 136
2. Maximum Power Point Tracking (MPPT) 140
3. Validation expérimentale des algorithmes proposés 149
D. Conclusion 155
E. Bibliographie 156

Chapitre 4. Analyse des modes dégradés du convertisseur 160
A. Ombrage partiel sur le champ photovoltaïque 161
1) Présentation du contexte 162
2) Ombrage partiel : cas n°1 ($Nsoleil \geq Nmin$) 165
3) Ombrage partiel : cas n°2 ($Nsoleil < Nmin$) 166
4) Mise en équation 169
5) Validation du modèle par simulation 176
B. Défaillance d'un ou plusieurs panneaux 180
1) Panneau solaire défaillant 181
2) Nombre insuffisant de modules fonctionnels 188

3) Augmentation du nombre de modules 190
C. Conclusion 194
D. Bibliographie..... 195

Introduction

Introduction

La production d'énergie photovoltaïque a connu un essor considérable au cours des quinze dernières années. La nécessité de développer des sources d'énergies décarbonées, la diminution croissante du prix des panneaux ou encore l'important potentiel de déploiement de cette source sont autant de facteurs qui permettent à l'énergie photovoltaïque de prendre une part de plus en plus importante du mix électrique de certains pays [1]. Par ailleurs, de nombreux états à travers le monde ambitionnent, à horizon 2050, de décarboner complètement leur mix électrique grâce à l'utilisation des énergies photovoltaïque, éolienne, hydraulique et nucléaire. Ainsi, la production d'énergie photovoltaïque va continuer de se développer durant les prochaines décennies [2,3].

L'énergie photovoltaïque repose sur l'utilisation de panneaux photovoltaïques qui convertissent l'énergie des photons issus du soleil en énergie électrique [4]. La tension aux bornes d'un panneau photovoltaïque étant continue, le raccordement au réseau électrique se fait à l'aide d'un onduleur. La mise en série de panneaux photovoltaïques permet d'augmenter la tension (jusqu'à 1500 V) et la mise en parallèle permet d'augmenter le courant. Les panneaux photovoltaïques étant des unités basse-puissance (jusqu'à 400 W), la puissance des centrales photovoltaïques est très modulable, elle peut varier de quelques kW (production chez les particuliers) jusqu'au GW pour les plus grandes centrales. Les technologies d'onduleurs varient significativement en fonction de la puissance et de la tension de raccordement au réseau de ces centrales [5]. Par ailleurs, en France, les scénarios de transition énergétique mettent en avant le fait que la production photovoltaïque installée chez les particuliers jouera un rôle important dans le futur mix électrique [2].

Un onduleur photovoltaïque convertit la tension continue des panneaux photovoltaïques en une tension alternative afin de produire de l'énergie sur le réseau. Dans le cas du réseau électrique 230 V AC, les onduleurs commercialisés aujourd'hui reposent majoritairement sur des topologies classiques type H4, H5 ou HERIC qui nécessite un filtre de sortie volumineux [6,7], car les transistors commutent des tensions allant jusqu'à 400 V. De plus, les panneaux photovoltaïques sont des sources de courants qui possèdent, pour une température et une irradiation donnée, un unique point de tension permettant d'extraire un maximum de puissance [8,9]. Dans le cas classique d'un assemblage série (entre 10 et 15 panneaux), l'onduleur classique ne peux pas maximiser l'extraction d'énergie de tous les panneaux, car seule la tension totale des panneaux en série est régulée. Pour terminer, ces onduleurs ont l'inconvénient d'être difficilement réparables en cas de panne. L'utilisation de micro-onduleurs basse-puissance (250W à 400W), un par panneau, permet de maximiser l'énergie extraite

en régulant chaque panneau à son point de puissance maximale. En revanche, le coût total du système photovoltaïque est plus élevé.

Parmi les nouvelles topologies étudiées pour la conversion d'énergie photovoltaïque, la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI) se distingue par la simplicité de ces composants de puissance et par ces multiples avantages [10–12]. Le principe de cette topologie est de connecter, aux bornes de chaque panneau, un étage DC/AC basée sur une topologie H4 (pont en H). Les sorties des étages sont mises en série et la tension totale est connectée au réseau à travers un filtre. Les avantages de cette topologie sont nombreux. Premièrement, les étages sont de conception simple, car ils reposent sur l'utilisation de transistors N-MOSFET basse-tension (50 V) et sont de faible puissance (400 W). De plus, grâce au contrôle indépendant des étages DC/AC, la topologie CHBMLI permet de réguler la tension de chaque panneau afin de maximiser l'extraction d'énergie de chaque panneau. Par ailleurs, contrairement aux topologies classiques, le CHBMLI possède un filtre de sortie considérablement réduit, car les tensions commutées sont bien plus faibles. Pour finir, l'aspect modulaire représente un avantage certain pour la fabrication, l'installation et la réparation de l'onduleur.

Dans l'état de l'art, de nombreux auteurs ont proposé des méthodes de contrôle de cette topologie. Celles-ci se distinguent en deux catégories. Premièrement, certaines publications proposent des contrôles basés sur des modulations PSPWM (Phase Shift PWM) [13] ou LSPWM (Level Shift PWM) [11] dont les signaux de commandes sont envoyées depuis un contrôle central vers les étages DC/AC. Ce type de commande nécessite l'utilisation de drivers isolés et de capteurs isolés et, dans le cas d'un nombre important d'étages (~ 10), cela augmente considérablement le coût du convertisseur et rend difficile la conception de l'onduleur. La deuxième catégorie de commande repose sur des contrôleurs locaux, au niveau des étages DC/AC, qui effectuent des mesures locales et commandent les drivers de MOSFET de façon non isolée [14,15]. Un contrôleur central envoie des consignes à basse-fréquence à l'aide d'un bus de communication vers les contrôleurs locaux. Cette architecture de pilotage du convertisseur permet de réduire le coût, cependant, les prototypes de la deuxième catégorie, présentés dans l'état de l'art, possèdent un nombre d'étages limité, avec un nombre important de capteurs (jusqu'à 5) par étage. Dans les deux catégories de méthodes de contrôle, les prototypes expérimentaux proposés se limitent généralement à quelques étages avec des fréquences de commutations de quelques kHz. Cela provient généralement de la structure hardware de pilotage du convertisseur et le fonctionnement avec une faible fréquence impose un filtre de sortie qui rest volumieux. Les solutions proposées dans l'état de l'art ne semblent donc pas compatibles avec une industrialisation de cette technologie pour des applications photovoltaïque sur le réseau 230 V AC (ou plus).

Dans ce manuscrit, nous proposons d'étudier la commande complète de la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter à l'aide d'une architecture de pilotage basée sur des contrôleurs locaux et un bus de communication temps-réel. L'utilisation de ce bus permet de réduire fortement le coût unitaire de chaque étage en limitant l'utilisation de nombreux capteurs.

Le premier chapitre aborde l'état de l'art des technologies d'onduleurs photovoltaïques et, dans le cas de la topologie CHBMLI, explicite les problématiques de mise en oeuvre des solutions proposées. En outre, les architectures de pilotage et les commandes associées, présentées dans les publications récentes, sont analysées. Le second chapitre présente la commande complète du convertisseur dans le cadre de l'architecture de pilotage choisie, basée sur un bus de communication temps-réel. La modélisation mathématique du système, la synthèse des correcteurs et les algorithmes de génération des ordres de commande y sont développés. Le troisième chapitre porte sur l'analyse de l'architecture de pilotage et des contraintes apportées par le bus de communication. Des solutions algorithmiques basées sur des estimateurs d'états sont proposées pour garantir la régulation des grandeurs du système. Le fonctionnement complet du convertisseur avec les algorithmes proposés est validé expérimentalement à l'aide d'un prototype conçu spécifiquement pour cette application. Le quatrième et dernier chapitre étudie l'impact de modes dégradés sur le fonctionnement des schémas de régulation présentés aux chapitres 1 et 2. Plus précisément, les situations d'ombrage partiel et de défauts de panneaux sont étudiées et des améliorations des schémas de régulation sont proposées.

Bibliographie

1. Allan, R.P.; Cassou, C.; Chen, D.; Cherchi, A.; Connors, L.; Doblas-Reyes, F.J.; Douville, H.; Driouech, F.; Edwards, T.L.; Fischer, E.; et al. Summary for Policymakers. 32.
2. RTE Futurs Énergétiques 2050 - Principaux Résultats - RTE.
3. RTE Futurs Énergétiques 2050 - Rapport Complet - RTE.
4. Kishor, N.; Villalva, M.G.; Mohanty, S.R.; Ruppert, E. Modeling of PV Module with Consideration of Environmental Factors. In Proceedings of the 2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe); IEEE: Gothenburg, Sweden, October 2010; pp. 1–5.
5. Alluhaybi, K.; Batarseh, I.; Hu, H. Comprehensive Review and Comparison of Single-Phase Grid-Tied Photovoltaic Microinverters. *IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.* **2020**, *8*, 1310–1329, doi:10.1109/JESTPE.2019.2900413.
6. Estévez-Bén, A.A.; Alvarez-Diazcomas, A.; Macias-Bobadilla, G.; Rodríguez-Reséndiz, J. Leakage Current Reduction in Single-Phase Grid-Connected Inverters—A Review. *Applied Sciences* **2020**, *10*, 2384, doi:10.3390/app10072384.
7. Kerekes, T.; Teodorescu, R.; Rodriguez, P.; Vazquez, G.; Aldabas, E. A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2011**, *58*, 184–191, doi:10.1109/TIE.2009.2024092.
8. de Cesare, G.; Caputo, D.; Nascetti, A. Maximum Power Point Tracker for Portable Photovoltaic Systems with Resistive-like Load. *Solar Energy* **2006**, *80*, 982–988, doi:10.1016/j.solener.2005.07.010.
9. Esram, T.; Chapman, P.L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Trans. On Energy Conversion* **2007**, *22*, 439–449, doi:10.1109/TEC.2006.874230.
10. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2009**, *56*, 4399–4406, doi:10.1109/TIE.2009.2029579.
11. Filho, F.; Cao, Y.; Tolbert, L.M. 11-Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); IEEE: Palm Springs, CA, USA, February 2010; pp. 968–972.
12. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2009**, *56*, 4399–4406, doi:10.1109/TIE.2009.2029579.

13. Naumanen, V.; Luukko, J.; Silventoinen, P.; Pyrhonen, J.; Saren, H.; Rauma, K. Compensation of Unequal Voltages in the DC Links of a Multilevel Series-Connected H-Bridge Inverter. In Proceedings of the 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics; IEEE: Porto, November 2009; pp. 290–295.
14. Zhang, X.; Hu, Y.; Mao, W.; Zhao, T.; Wang, M.; Liu, F.; Cao, R. A Grid-Supporting Strategy for Cascaded H-Bridge PV Converter Using VSG Algorithm With Modular Active Power Reserve. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2021**, *68*, 186–197, doi:10.1109/TIE.2019.2962492.
15. Pan, Y.; Zhang, C.; Yuan, S.; Chen, A.; He, J. A Decentralized Control Method for Series Connected PV Battery Hybrid Microgrid. In Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific); IEEE: Harbin, China, August 2017; pp. 1–6.

Chapitre 1. Etat de l’art des convertisseurs photovoltaïques

Table des matières

Chapitre 1. Etat de l'art des convertisseurs photovoltaïques 10
A. Contexte 10
1. Réchauffement climatique et émissions de CO2 10
2. Evolution de l'énergie photovoltaïque dans le monde 12
3. Futur de l'énergie photovoltaïque en France 14
4. Marché des onduleurs photovoltaïques 14
5. Panneau photovoltaïque 15
a. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque 15
b. Courbes caractéristiques d'un panneau photovoltaïque 16
c. Impact de l'ombrage partiel sur le fonctionnement de panneaux en série 18
6. Tensions de raccordement 20
B. Onduleurs photovoltaïques 21
1. Structure classique de conversion d'énergie photovoltaïque 21
2. Onduleurs multi-strings 23
3. Micro-onduleurs 24
4. Optimiseurs DC 25
5. Onduleurs multi-niveaux 25
6. Part de marché des onduleurs 28
C. Topologie d'onduleurs cascadés 29
1. Choix de l'étage de conversion DC/AC 30
a. Topologie H-Bridge ou H4 30
b. Topologie H5 31
c. Topologie HERIC 31
d. Topologie H6D1 32
e. Topologie H6D2 32
f. Topologie H4 avec Boost 32
g. Topologie Dual Active Bridge (DAB) 33
h. Bilan pour une topologie multi-niveaux 34
2. Etat de l'art de la topologie CHBMLI 36
a. Schéma de contrôle 37
b. Choix de l'application 38
c. Architecture hardware de pilotage des transistors 39
d. Commande de la topologie 39
e. Synthèse de l'état de l'art de la topologie CHBMLI 43
f. Objectifs du travail de thèse sur la topologie 44

D. Conclusion 45
E. Bibliographie..... 46

Chapitre 1. Etat de l'art des convertisseurs photovoltaïques

A. Contexte

1. Réchauffement climatique et émissions de CO2

En août 2021, la publication du dernier rapport du groupe 1 du GIEC a mis à jour l'état des connaissances scientifiques sur le climat [1]. Les auteurs rappellent que le changement climatique est dû aux émissions de gaz à effet de serre dans l'atmosphère et que les conséquences associées à un réchauffement planétaire à 1.5°C (ou plus) seront généralisées et irréversibles. Ce rapport, comme de nombreux autres rapports scientifiques, conclue qu'il est nécessaire de réduire fortement les émissions mondiales de gaz à effet de serre afin de prévenir les risques associés au réchauffement climatique. En ce sens, l'accord de Paris sur le climat, adopté en 2015, avait pour objectif à long terme de maintenir l'augmentation de la température moyenne de la planète autour de 1,5°C [2]. La **Figure 1.1** montre que pour limiter le réchauffement conformément aux accords de Paris (scénario SSP1-1.9 en bleu clair), les émissions mondiales de CO_2 doivent diminuer de 5% à 10% chaque année jusqu'à 2050.

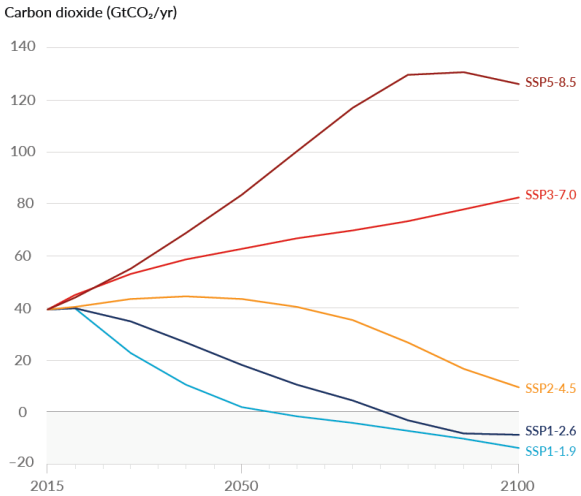


Figure 1.1 – Scénario de réchauffement planétaire en fonction des émissions de CO2 (GtCO2 par année)

En 2021, 40% des émissions mondiales de CO_2 sont dues au secteur de la production d'électricité [3]. Celles-ci proviennent essentiellement de l'utilisation du charbon et du gaz naturel fossile dans les centrales électriques. 24% des émissions mondiales proviennent du secteur des transports. Les transports routiers (véhicules particuliers, poids lourds et utilitaire légers) contribuent à la quasi-totalité des émissions de ce secteur. L'industrie (dont le secteur de la construction) est, quant à elle, responsable de 19% des émissions mondiales de CO_2. La **Figure 1.2** présente la répartition des émissions de CO_2 par origine pour la Chine, les USA, l'Union Européenne, la France et le monde. En France (et dans certains pays européens comme la Suède), la production d'électricité est majoritairement décarbonée grâce au nucléaire et à l'hydroélectricité. Cependant, dans le reste du monde (et particulièrement en Chine), l'électricité est majoritairement produite à l'aide de gaz et de charbon. Le respect des Accords de Paris passera donc nécessairement par une réduction de la part du gaz et du charbon et par le déploiement de moyens de production d'électricité décarbonée.

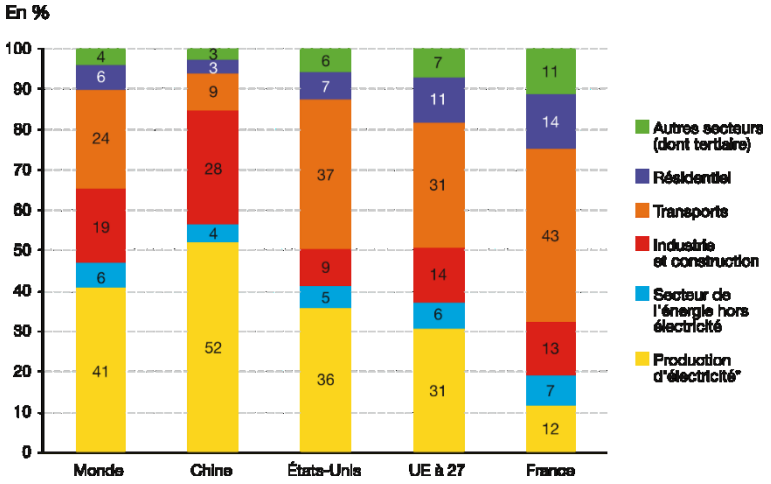


Figure 1.2 – Origine des émissions de CO2 dues à la combustion d'énergie en 2019

Parmi les nombreux scénarios de décarbonation envisagés, la plupart s'accordent pour affirmer que la stratégie la plus efficace repose sur une électrification des usages (véhicules électriques, production d'hydrogène par électrolyse pour l'industrie, aciérie électrique) couplée à une production électrique décarbonée. Cela signifie, qu'en 2050, l'électricité représentera une part bien plus importante du mix énergétique mondiale (passant de 20% en 2022 à 60% en 2050). La **Figure 1.3** précise, pour le cas de la France, que, dans un scénario de réduction des émissions de CO_2 sur l'ensemble des secteurs, la consommation d'énergie finale devra diminuer de 40% et que la part de l'électricité dans le mix énergétique devra passer de 25% à 60% (en incluant la production d'hydrogène par électrolyse). Ainsi, pour suivre ce scénario, la France devra augmenter sa production d'électricité, passant de 400 TWh (2019) à 550 TWh (2050) sans prendre en compte les exportations vers les pays voisins.

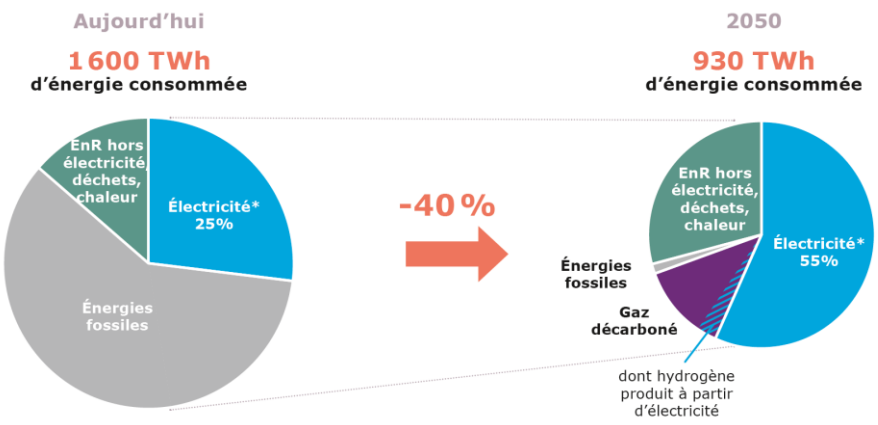


Figure 1.3 – Consommation d'énergie finale en France et dans la SNBC (Stratégie Nationale Bas-Carbone)

En 2021, le gestionnaire du réseau électrique français (RTE : Réseau de Transport de l'Electricité) a présenté, dans son rapport « Futurs énergétiques 2050 », différents scénarios de production d'électricité selon plusieurs critères [4]. Ces derniers prennent en compte les volontés de sobriété, la réindustrialisation du pays, les capacités de financement et de déploiement d'importants moyens de production d'électricité décarbonée (nucléaire et renouvelables) ainsi que les perspectives de déploiement de technologies qui ne sont pas encore matures. En prenant en compte tous ces éléments, le rapport conclue que, dans les prochaines décennies, le déploiement des énergies renouvelables (notamment photovoltaïque et éolien) devra accélérer rapidement et être beaucoup plus ambitieux.

2. Evolution de l'énergie photovoltaïque dans le monde

La production mondiale d'énergie photovoltaïque a connu une croissance exponentielle depuis le début des années 2000 (**Figure 1.4**). En revanche, en 2020, les 2/3 de la production d'électricité photovoltaïque sont issus de seulement cinq pays : la Chine (32 %), les États-Unis (13,9 %), le Japon (9,3 %), l'Inde (7,3 %) et l'Allemagne (6,0 %). En Europe, la progression de l'énergie photovoltaïque est plus lente. Cependant, la plupart des pays européens (notamment les pays du Sud) misent sur un déploiement important de capacité de production photovoltaïque afin d'atteindre la neutralité carbone en 2050.

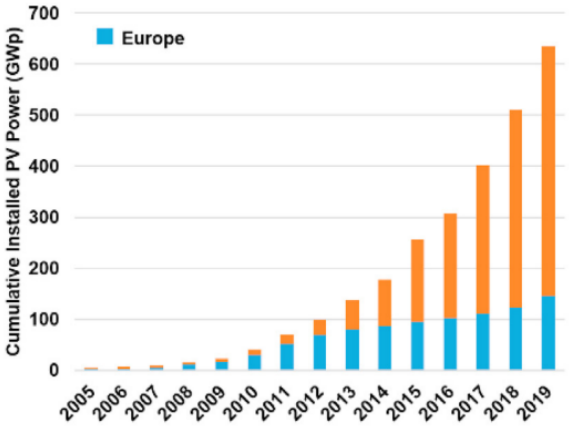


Figure 1.4 – Puissance photovoltaïque installée dans le monde sur la période 2007-2019

La **Figure 1.5**, extraite d'un rapport du Fraunhofer sur la filière photovoltaïque [5], montre qu'il existe une corrélation forte entre la réduction du prix des modules et l'augmentation du nombre de parcs photovoltaïques dans le monde. Au début des années 2000, le coût des modules est encore trop élevé pour que la production d'électricité des centrales photovoltaïques soit compétitive par rapport aux autres moyens de production. Les Etats décident alors de subventionner les producteurs d'énergies photovoltaïques afin d'encourager le développement de filières industrielles (fabrication des panneaux et onduleurs, bureau d'étude, installateurs, …). A partir des années 2015, le prix réduit du MWh photovoltaïque (hors stockage) a permis de rendre compétitif ce moyen pour la production d'électricité.

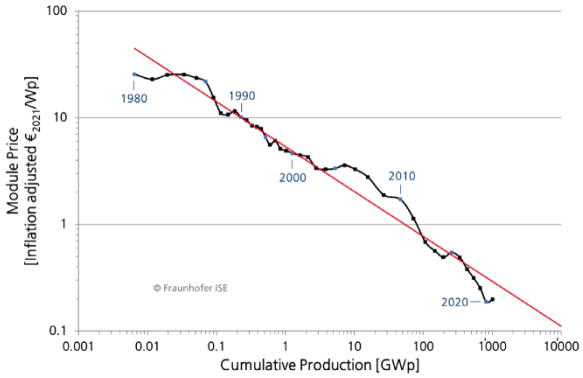


Figure 1.5 – Prix d'un module photovoltaïque en fonction de la capacité installée dans le monde

Parmi les différentes sources d'énergies décarbonées (hydraulique, éolien, photovoltaïque, nucléaire, biomasse, …), l'énergie photovoltaïque se distingue par sa rapidité de mise en œuvre, son grand potentiel de déploiement, sa forte acceptabilité sociale et ses perspectives d'améliorations technologiques. Malgré le problème lié à l'intermittence de sa production, il est évident que la production d'énergie photovoltaïque continuera d'augmenter fortement dans les décennies à venir.

3. Futur de l'énergie photovoltaïque en France

En France, le gestionnaire du réseau de transport d'électricité (RTE : Réseau de Transport de l'Electricité) a évalué différents scénarios de mix énergétique à horizon 2050 afin d'éclairer les choix concernant la politique énergétique [6]. Ce rapport fait une synthèse des différentes solutions envisageables en fonction de choix politiques (sortie du nucléaire ou non), de capacité d'investissement des filières industrielles et de la maturité des technologies (hydrogène et batterie pour stockage, nouveaux réacteurs nucléaires). Dans l'ensemble de ces scénarios, la production d'énergie photovoltaïque constitue une part importante du mix (entre 70GW et 214GW). RTE prévoit, dans son scénario sans nucléaire, que la France pourrait assurer sa production grâce à un mix électrique composé à 36 % d'énergie photovoltaïque (214 GW) dont 6 % de production photovoltaïque décentralisée. Ce dernier type de production concerne les installations basses puissances (entre 10kW et 100kW) installées chez les particuliers ou sur des friches industrielles. Cela représente 36 GW de panneaux photovoltaïques et autant de puissance convertie par les onduleurs associés.

La production photovoltaïque au sol se distingue de la production sur toiture par des coûts d'investissements (CAPEX) plus faibles (747€/kW contre 1067€/kW) et des coûts d'opérations (OPEX) également plus faibles (11€/kW/an contre 15€/kW/an). Cette distinction est encore plus importante pour les installations sur petite toiture (chez les particuliers). De plus, pour une même puissance installée, la centrale au sol produira plus d'électricité, car les installateurs auront pu optimiser au mieux l'orientation des panneaux afin de maximiser la production d'énergie, contrairement à une toiture déjà orientée. Malgré ces différences de compétitivité, le photovoltaïque sur toiture profite d'une forte acceptabilité de la part des professionnels et des particuliers. Cela offre un sentiment de contrôle sur la production d'électricité et permet de réduire la dépendance aux prix, parfois très volatiles, du marché de l'électricité.

4. Marché des onduleurs photovoltaïques

Le marché des onduleurs photovoltaïques basses puissances (entre 10kW et 100kW) connaît déjà une forte croissance depuis 10 ans et il est fort probable que cette tendance perdure sur le long terme. La **Figure 1.6** présente, en moyenne, la répartition des coûts pour une installation photovoltaïque de fortes puissances. Les onduleurs photovoltaïques représentent 5% du coût total de l'installation. Bien que cela soit faible à l'échelle d'une installation, le nombre exponentiel d'installations à venir va avoir un impact très important sur le marché des onduleurs photovoltaïques. Pour les installations de faibles

puissances (entre 10kW et 100kW), l'onduleur représente plutôt 10% du coût total de l'installation. Il est donc nécessaire de poursuivre la recherche dans ce secteur afin d'optimiser au maximum les performances de ces équipements (rendement, rendement d'extraction, fiabilité, maintenance, coût, …) pour ainsi diminuer le prix de production de l'énergie photovoltaïque.

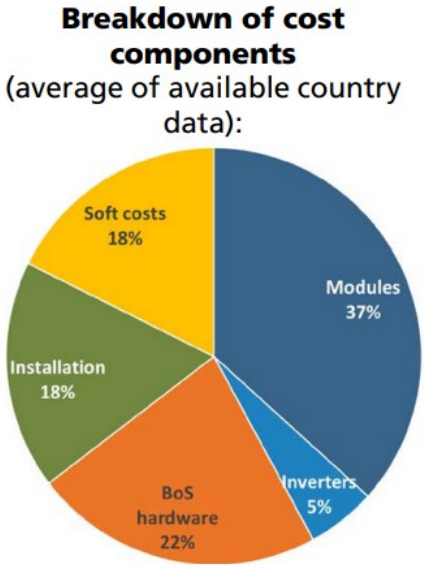


Figure 1.6 – Répartition des coûts d'une installation photovoltaïque

5. Panneau photovoltaïque

a. Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

La conversion de l'énergie des photons de la lumière du soleil en énergie électrique (mouvement d'électrons) est effectuée avec une cellule solaire photovoltaïque (PV) fonctionnant grâce à l'effet photovoltaïque. Le modèle électrique d'une cellule PV est présenté sur la **Figure 1.7** [7]. Celui-ci comprend une source de photocourant en parallèle avec une diode D, une résistance shunt R_{sh} et une résistance série R_s. Ce modèle est décrit par l'équation suivante [7]:

$$i_{PV} = i_L - i_0.\left(e^{\frac{q.(v_{PV}+i_{PV}.R_s)}{n.K_T}} - 1\right) - \frac{v_{PV} + i_{PV}.R_s}{R_{sh}} \quad (1)$$

Les paramètres de cette équation sont définis dans le **Tableau 1-1**.

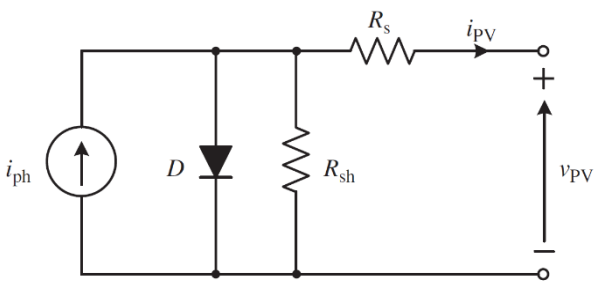


Figure 1.7 – Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

La tension maximale produite par une cellule est faible. Les cellules sont assemblées entre elles sous forme de module afin d'augmenter la puissance. La mise en série de n_s cellules permet d'augmenter la tension du module et la mise en parallèle de n_p cellules permet d'augmenter le courant du module. Un panneau photovoltaïque est formé d'un assemblage série/parallèle de $n_s * n_p$ cellules PV.

Variables	Paramètres
v_{PV}	Tension de sortie (V)
i_{PV}	Courant de sortie (A)
R_s	Résistance série (Ω)
R_{sh}	Résistance shunt (Ω)
q	Charge élémentaire : $1.6 \times 10^{-19}\ C$
K	Constante de Boltzmann : $1.38 \times 10^{-23}\ J.K^{-1}$
T	Température (K)
n	Facteur de diode
i_0	Courant de saturation inverse : $10^{-12} A.cm^{-2}$
i_{ph}	Photocourant (A)

Tableau 1-1 – Paramètres du modèle électrique d'une cellule photovoltaïque

b. Courbes caractéristiques d'un panneau photovoltaïque

Les caractéristiques Courant-Tension (I-V) et Puissance-Tension (P-V) d'un panneau photovoltaïque dépendent de la température T (en K) du panneau et de l'irradiation solaire G (en $W.m^{-2}$). La **Figure 1.8** présente ces deux caractéristiques pour une température et une irradiation données. Ces courbes montrent qu'il existe un unique point de tensions V_{MPP} pour lequel la puissance extraite est maximale (MPP : « Maximum Power Point »). Cette puissance est fournie si le convertisseur connecté au panneau régule la tension du panneau vers ce point de tension optimale V_{MPP}.

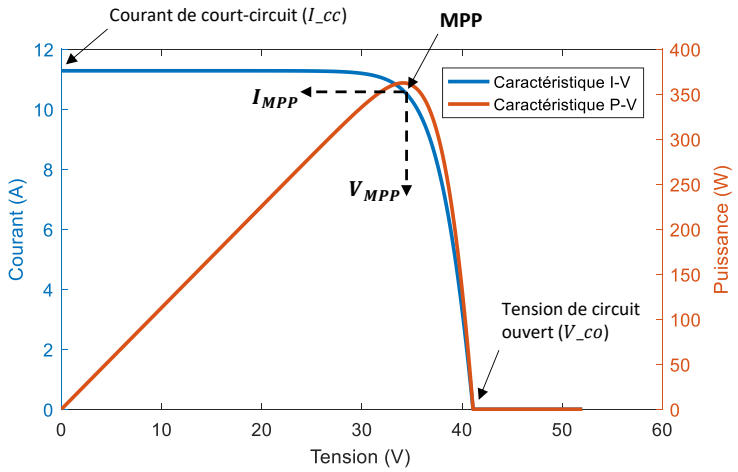


Figure 1.8 – Caractéristiques d'un panneau photovoltaïque

La tension V_{MPP} (et la puissance associée P_{MPP}) évolue avec la température et l'irradiation du panneau (**Figure 1.9**). Le convertisseur doit donc en permanence réguler la tension du panneau vers une tension optimale qui évolue en fonction de la température et de l'irradiation, afin de maximiser l'extraction de puissance du panneau. Lorsque l'irradiation augmente (tracé du haut), la tension optimale V_{opt} (ou V_{MPP}) augmente légèrement et la puissance optimale associée P_{opt} (ou P_{MPP}) augmente proportionnellement à l'irradiation. Lorsque la température augmente (tracé du bas), la tension optimale V_{opt} diminue fortement et la puissance optimale associée P_{opt} diminue légèrement.

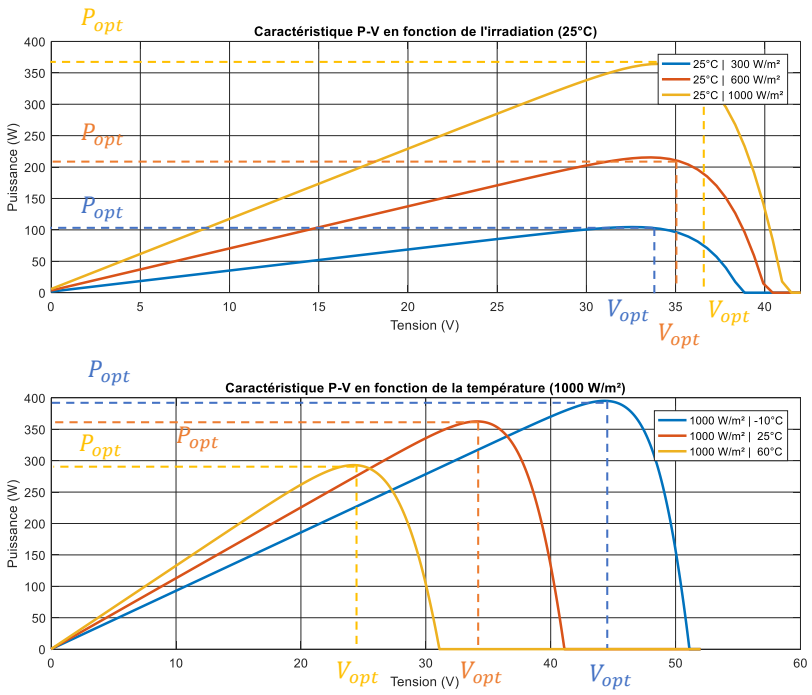


Figure 1.9 – Evolution du MPP en fonction de la température et de l'irradiation

c. *Impact de l'ombrage partiel sur le fonctionnement de panneaux en série*

Pour augmenter la tension et la puissance du système, plusieurs panneaux photovoltaïques sont généralement assemblés en série. Dans ce cas, un phénomène d'ombrage partiel peut survenir sur l'assemblage. Cela signifie que les modules ne sont pas soumis à la même irradiation (ou à la même température). Dans le cas où plusieurs modules sont connectés en série (ensemble désigné par le terme string), le module ombragé aura un photocourant i_{ph} très faible. Le courant généré par les autres modules traversera le module ombragé en passant par la résistance shunt R_{sh}, ce qui occasionnera l'apparition d'une tension négative aux bornes de ce module. Etant donné que R_{sh} est grande, le module ombragé réduira la tension de l'ensemble des modules et la dissipation de chaleur dans les cellules du module en question réduira fortement sa durée de vie. Cet effet peut être évité en plaçant une diode (« Bypass diode ») en parallèle de chacun des modules. En cas d'ombrage partiel, le courant passe à travers la diode des modules ombragés. L'ajout de cette diode permet de poursuivre l'extraction d'énergie, même non-optimale, sur le reste du string.

Dans un assemblage en parallèle de modules photovoltaïques, pour augmenter le courant de sortie, une diode (« Blocking diode ») est placée en série de chaque string afin d'éviter qu'un courant inverse ne traverse les modules dont la tension est plus faible. Ces dispositifs de protection sont présentés sur la **Figure 1.10.**

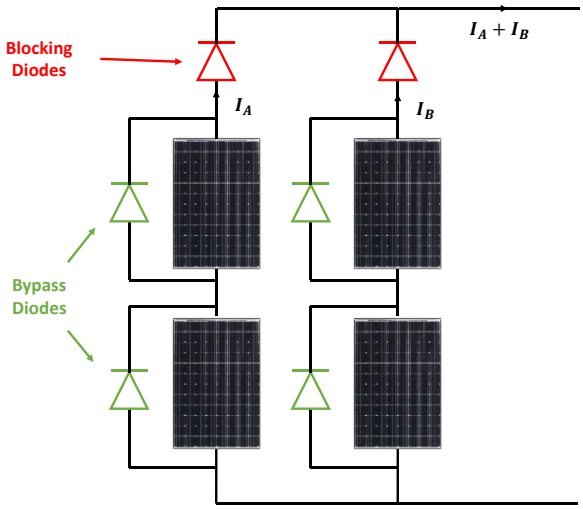


Figure 1.10 – Assemblage série/parallèle des panneaux photovoltaïques

L'utilisation de diodes en parallèle des modules (« bypass diodes ») modifie la forme de la caractéristique du string de panneaux photovoltaïques (plusieurs panneaux en série). La **Figure 1.11** présente la caractéristique de deux modules photovoltaïques en série avec de l'ombrage sur l'un des

modules. Le premier module, sans ombrage, possède une irradiation de $1000\ W.m^{-2}$ et le second module, avec ombrage, possède une irradiation de $500\ W.m^{-2}$. Cet événement peut survenir (à l'échelle d'un string de panneau) lorsque, par exemple, un obstacle (cheminée, arbre, bâtiment, …) est présent entre le soleil et une partie des panneaux. Les courbes Puissance-Tension, sur la droite de la **Figure 1.11**, sont tracées pour le panneau n°1 au soleil (en jaune), le panneau n°2 à l'ombre (en bleu) et les panneaux n°1 et 2 en série (en rouge). Ce tracé montre que l'association en série de plusieurs panneaux à des irradiations différentes conduit à l'apparition de maximums locaux (« MPP local ») pour la puissance extractible. Afin de maximiser la puissance extraite, le convertisseur régulant la tension globale des deux panneaux en série devra se placer sur le maximum global (« MPP global »). Certains onduleurs du commerce ne disposent pas de cette fonctionnalité, car cela nécessite un algorithme plus complexe de MPPT (Maximum Power Point Tracking). De plus, la puissance des deux panneaux en série est systématiquement plus faible que la somme des puissances théoriquement disponible sur chacun des panneaux. Autrement dit :

$$P_{MPP_1} + P_{MPP_2} > P_{MPP_{1+2}} \tag{2}$$

Où P_{MPP_1} est la puissance du panneau n°1 au soleil à son point de puissance maximale (MPP), P_{MPP_2} est la puissance du panneau n°2 au soleil à son point de puissance maximale (MPP) et $P_{MPP_{1+2}}$ est la puissance des deux panneaux en série au point de puissance maximale global (MPP global).

Cette équation peut se généraliser pour un string de N panneaux [8]:

$$\sum_{i=1}^{N} P_{MPP_i} > P_{MPP_{1+2+\cdots+N}} \tag{3}$$

Où P_{MPP_i} est la puissance du panneau n°i à son point de puissance maximale (MPP) et $P_{MPP_{1+2+\cdots+N}}$ est la puissance des N panneaux en série au point de puissance maximale global (MPP global).

Cela signifie que lorsque le convertisseur régule une unique tension (celle de l'ensemble du string de panneaux), la présence de disparités d'irradiation entre les panneaux provoque nécessairement une réduction de la puissance extractible par le convertisseur. Cet exemple prend en compte le phénomène d'ombrage partiel, mais les conclusions sont identiques pour des différences de températures, de vieillissement, de salissures (poussière, feuilles) ou de caractéristiques physiques.

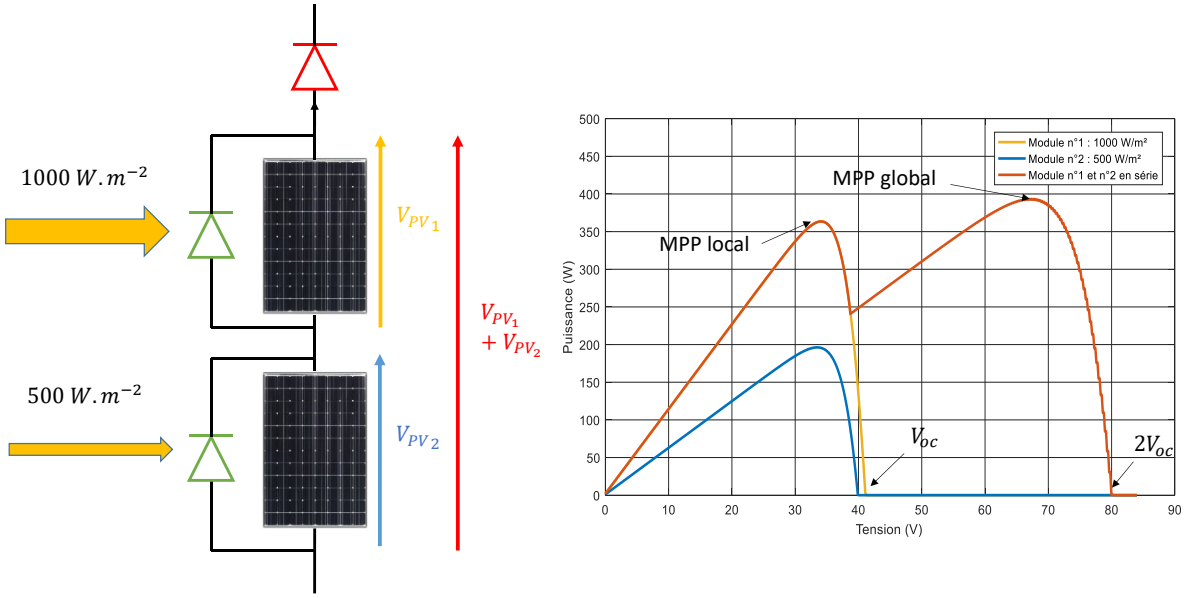


Figure 1.11 – Ombrage partiel avec deux modules

6. Tensions de raccordement

La tension de raccordement de la centrale de production photovoltaïque dépend de la puissance injectée sur le réseau électrique. En France, l'article 24 de l'arrêté du 9 juin 2020 (relatif aux prescriptions pour le raccordement aux réseaux électriques) détermine les puissances limites en fonction des domaines de tension [9] (**Tableau 1-2**).

Domaine de tension	Puissance $P_{installée}$ limite
BT monophasé	18 kVA
BT triphasé	250 kVA
HTA (hors métropole)	12 MW
HTA (cas général)	17 MW

Tableau 1-2 – Limite de la puissance installée en fonction du domaine de tension

Pour les installations raccordées sur le réseau BT, l'onduleur de puissance est directement connecté au réseau électrique. Par exemple, l'onduleur SUN2000-36KTL (36kW) accepte en entrée une tension comprise entre 200V et 1100V, et est relié au réseau triphasé 400V. Dans les onduleurs, la tension d'entrée est généralement limitée autour de 1000V. Cette limite est imposée par la tension maximale des transistors du convertisseur et par la tension maximale lors de la mise en série de panneaux photovoltaïques (effet de Dégradation Induite par le Potentiel (PID)). Cette information sur le PID est donnée par le fabricant des panneaux et vaut généralement 1000V ou 1500V. De plus, le passage à des

tensions supérieures à 1500 V impose des contraintes normatives supplémentaires pour les équipements (épaisseur d'isolant) et pour le personnel (installation et maintenance), ce qui ajoute un surcoût.

Pour les installations raccordées sur le réseau HT, il n'est aujourd'hui pas encore viable économiquement d'augmenter la tension d'entrée ou de sortie de l'onduleur (pour les raisons expliquées précédemment). Par exemple, l'onduleur PowerGate Plus PVS-500 (500kW) accepte une tension continue d'entrée jusqu'à 900V et produit sur un réseau triphasé 480V. Un transformateur triphasé permet alors de transférer la puissance sur le réseau HTA.

Dans ce manuscrit, l'étude des onduleurs se limite aux puissances injectées sur le réseau BT (< 1000V) afin de se placer dans un contexte de production sur des installations basses-puissances (<18kVA). Les contraintes de production liées aux tensions du réseau HTA ne seront donc pas adressées.

La suite de ce chapitre sera consacrée à l'étude de l'état de l'art des onduleurs photovoltaïques.

B. Onduleurs photovoltaïques

La conversion de l'énergie photovoltaïque sur le réseau électrique s'effectue à l'aide d'un onduleur photovoltaïque. De nombreuses topologies existent pour permettre cette conversion. Cette section passe en revue l'ensemble des technologies présentent sur le marché et dans l'état de l'art.

1. Structure classique de conversion d'énergie photovoltaïque

La structure classique d'une chaîne de conversion photovoltaïque avec une production directe sur le réseau électrique est présentée sur la **Figure 1.12**. L'installation solaire est constituée d'un assemblage de panneaux photovoltaïques en série-parallèle. La mise en série des panneaux permet d'atteindre la tension minimale d'entrée du premier étage de conversion et la mise en parallèle permet d'augmenter la puissance totale tout en respectant la limite maximale de puissance que l'onduleur peut fournir au réseau. La tension et le courant de sortie de cette installation solaire dépendent de l'irradiation solaire, de la température et des caractéristiques électriques des panneaux photovoltaïques utilisés. Le premier étage de conversion de l'onduleur photovoltaïque est un étage Boost. Cela permet de faire fonctionner l'onduleur photovoltaïque avec une plage de tension d'entrée plus large. Cet étage Boost est également en charge d'asservir la tension de l'installation solaire autour d'une tension optimale permettant de maximiser la puissance extraite. Cela s'effectue grâce à un algorithme MPPT (Maximum

Power Point Tracking). Le second étage de conversion transforme la tension DC en sortie de l'étage Boost en une tension AC afin de fournir un courant sinusoïdal sur le réseau électrique. Un filtre de sortie est placé après l'étage DC/AC afin de respecter les contraintes de production sur le réseau électrique (ondulation de courant, harmoniques, CEM).

Note : pour cette structure de conversion, on parle d'onduleur string pour une puissance allant jusqu'à 50kW et d'onduleur central pour une puissance allant de 50kW à plusieurs MW.

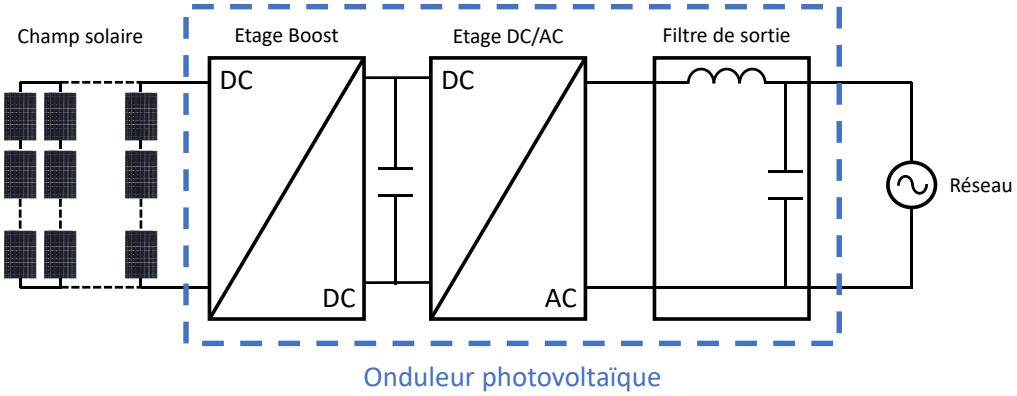


Figure 1.12 – Onduleur photovoltaïque – Topologie classique

Cette structure de conversion possède l'avantage d'être très simple à mettre en œuvre. L'étage Boost permet au convertisseur de s'adapter facilement aux panneaux photovoltaïques choisis et à la configuration (série-parallèle) adoptée. Par exemple, l'onduleur « SMA Sunny Boy 5000 TL » possède une plage de tension d'entrée allant de 150 V à 550 V pour un fonctionnement sur le réseau 230 Vac avec une puissance de 5 kW. Les panneaux photovoltaïques du commerce ont généralement des tensions de fonctionnement allant de 30V à 60V pour des puissances de 350W à 400W.

Cette structure possède deux défauts principaux. Premièrement, l'onduleur ne peut réguler que la tension totale de l'installation solaire. Ainsi, lorsque des disparités apparaissent entre les panneaux (irradiation et ombrage, température, caractéristiques électriques, vieillissement, poussière, …), l'onduleur ne peut pas optimiser la production d'énergie de chaque panneau. Dans le cas d'une production domestique, la présence de bâtiments ou d'arbres et l'absence de maintenance régulière peut conduire à une dégradation de la puissance extraite par le convertisseur par rapport à la puissance théoriquement disponible. Le deuxième défaut de cette structure est lié aux tensions commutées par les deux étages de conversion. Les pertes par commutation étant proportionnelles au carré de la tension commutée, l'utilisation d'une installation solaire de plusieurs centaines de volts implique que

les pertes en commutation du système sont élevées ou que la fréquence de fonctionnement est limitée. Le fonctionnement de cette structure nécessite donc l'utilisation d'un système de refroidissement (dissipateur et, éventuellement, ventilateur). La commutation d'une forte tension implique également l'utilisation d'un filtre de sortie coûteux et volumineux afin de respecter les contraintes normatives de production sur le réseau électrique.

Pour des installations de plusieurs dizaines de kW, le premier défaut est réglé en utilisant des onduleurs composés de plusieurs étages d'entrées Boost, appelés « onduleurs multi-strings ».

2. Onduleurs multi-strings

La topologie d'onduleur multi-strings est présentée sur la **Figure 1.13**. Celle-ci permet de contrôler indépendamment la tension de chaque string de panneaux photovoltaïques de l'installation en remplaçant l'unique étage Boost de la topologie classique par plusieurs étages Boost avec des entrées indépendantes et des sorties connectées en parallèle. Par exemple, l'onduleur SUN2000-36KTL (36kW) possède 8 entrées. Sachant qu'il faut environ une centaine de panneaux photovoltaïques (350W) pour produire 100kWc, les multiples entrées indépendantes permettent de se prémunir contre les problèmes d'ombrage partiel ou de disparités entre les strings de panneaux. Cette topologie garde néanmoins l'étage DC/AC de la structure classique donc les problématiques liées à la taille du filtre de sortie et des pertes par communication ne sont pas adressées. Les onduleurs multi-strings améliorent donc uniquement le rendement d'extraction solaire. Pour des installations de plus faibles puissances (< 10kW), d'autres structures, comme les micro-onduleurs, sont utilisées pour maximiser le rendement d'extraction solaire.

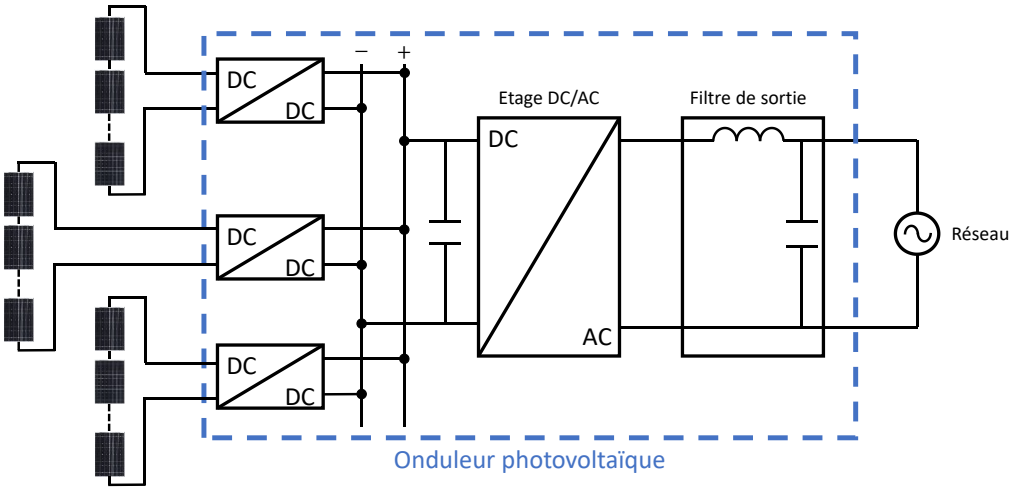


Figure 1.13 – Onduleur photovoltaïque – Topologie multi-strings

3. Micro-onduleurs

Une structure de conversion à base de micro-onduleurs est présentée sur la **Figure 1.14**. Les micro-onduleurs sont des onduleurs dimensionnés pour convertir la puissance d'un ou de deux panneaux (300 à 600W). Dans le cadre d'une production domestique, chaque panneau de l'installation solaire est connecté à un micro-onduleur. Chaque micro-onduleur est connecté directement au réseau. Cette topologie permet de maximiser l'extraction de puissance de l'installation solaire en optimisant le point de puissance de chaque panneau. Contrairement à la topologie multi-strings, l'étage DC/AC n'est pas mutualisé. Chaque micro-onduleur convertit la tension du panneau auquel il est connecté (30V à 60V) vers la tension réseau (230Vac). Cette structure de conversion possède l'avantage d'améliorer considérablement la redondance de fonctionnement du système complet par rapport à une structure avec un unique onduleur. En revanche, chaque micro-onduleur possède de nombreux composants pour assurer les fonctions de conversion Boost et DC/AC, ce qui est coûteux. Par ailleurs, parmi les différentes technologies disponibles sur le marché, il apparaît que les micro-onduleurs ont un rendement légèrement plus faible que les onduleurs string.

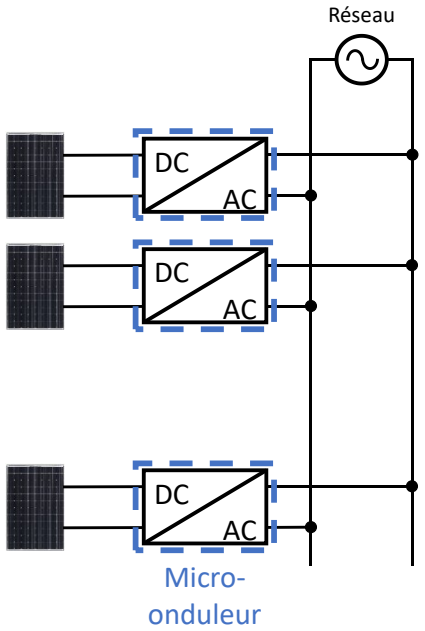


Figure 1.14 – Onduleur photovoltaïque – Topologie micro-onduleurs

4. Optimiseurs DC

Afin de conserver les avantages des micro-onduleurs (maximisation de l'énergie extraite) tout en limitant le surcoût lié à cette technologie, les fabricants d'onduleurs photovoltaïques ont récemment proposé, sur le marché, une solution à base d'optimiseurs DC. Un optimiseur DC est un convertisseur DC/DC (Boost) basse tension (< 60 V) qui se connecte à un panneau photovoltaïque. La **Figure 1.15** présente la structure de conversion avec des optimiseurs DC. Chaque panneau de l'installation solaire est connecté à un optimiseur DC et les sorties de ces derniers sont reliées en série afin de générer la tension d'entrée de l'onduleur photovoltaïque. Cette technologie permet d'asservir chaque panneau vers son point de puissance maximale tout en conservant un unique onduleur sur le réseau. Les optimiseurs s'intègrent parfaitement sur une installation déjà existante. Cependant, cette solution engendre un surcoût par rapport à une installation comportant uniquement l'onduleur.

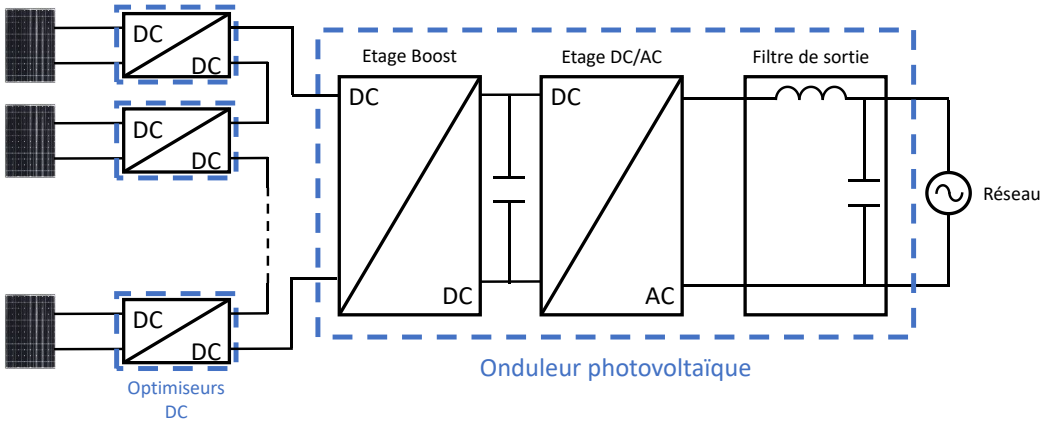


Figure 1.15 – Onduleur photovoltaïque – Topologie avec optimiseurs DC

5. Onduleurs multi-niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux reposent sur une combinaison série de plusieurs cellules élémentaires. Pour des applications non-photovoltaïques, ces technologies répondent avant tout à une contrainte de production sur les réseaux HTA (1kV à 50kV en France) en limitant l'utilisation d'un transformateur. En effet, les transistors IGBT ayant une tenue en tension limitée (6.5kV), l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux permet une production directe sur le réseau 20kV sans passer par un étage élévateur (transformateur). Parmi les topologies existantes, les plus étudiées dans l'état de l'art sont [10]:

- Les convertisseurs NPC (« neutral point clamped »). Des diodes de clamp sont connectées afin de protéger les interrupteurs contre les surtensions. Le contrôle très complexe des transistors et le nombre important de diodes rendent le système coûteux pour une utilisation au-delà de trois niveaux [11].
- Les convertisseurs « Flying Capacitors » (FC). Ceux-ci permettent de réduire la taille des éléments passifs côté DC (condensateur) en supprimant les harmoniques basses-fréquences (100Hz, typiquement). L'absence de diodes supplémentaires est également un avantage de cette topologie. Cependant, les « Flying Capacitors » subissent de fortes surintensités et le contrôle de ce système est également trop complexe lorsque le nombre de niveaux devient important [12].

Ces deux topologies présentent l'avantage d'augmenter la tension de sortie de l'onduleur tout en limitant le filtre de sortie grâce à une forme d'onde sur plusieurs niveaux. En revanche, sur le réseau BT (< 1000V), cette topologie est peu utilisée pour la production photovoltaïque, car la complexité de la commande et le nombre de composants font perdre à ces deux topologies leurs avantages par rapport aux onduleurs existants pour ce type d'application. De plus, ce type de structure n'adresse pas la problématique de l'optimisation de l'extraction d'énergie à travers une régulation indépendante de la tension de chaque panneau.

La dernière topologie d'onduleur multi-niveaux présente dans l'état de l'art est la topologie d'onduleurs cascadés. Celle-ci est présentée sur la **Figure 1.16**. Dans le cas d'une production sur le réseau BT, chaque panneau photovoltaïque est connecté à un étage de conversion DC/AC. Les sorties de ces convertisseurs sont connectées en série. Cette structure présente les avantages suivants [13]:

- La tension de chaque panneau photovoltaïque est régulée autour de son point de puissance maximal (MPP) afin de maximiser l'extraction d'énergie.
- Le filtre de sortie est drastiquement réduit grâce à la génération d'une forme d'onde sur plusieurs niveaux.
- Les pertes par commutation sont quasiment supprimées, car les transistors ne commutent que la tension d'un panneau.
- Les pertes sont réparties sur l'ensemble des éléments du convertisseur, donc le refroidissement est grandement simplifié (possibilité de supprimer les dissipateurs).
- Le système est modulaire, ce qui simplifie la réparabilité et la conception du convertisseur.
- Le système permet un suivi assidu de la production des panneaux afin d'anticiper les pannes ou d'optimiser la maintenance (nettoyage).

- Cette topologie peut fonctionner sans étage Boost lorsque le nombre d'étages est suffisant.
- Possibilité de fonctionner lorsqu'un panneau est défaillant (possibilité de l'isoler)

Certains de ces avantages se retrouvent également dans d'autres topologies d'onduleur photovoltaïque. Par exemple, la régulation individuelle des tensions des panneaux était déjà présentée comme étant un avantage des micro-onduleurs et des optimiseurs DC.

Comme toute topologie de convertisseur, la topologie d'onduleurs cascadés possède également des inconvénients :

- La commande de ce convertisseur est complexe, car les étages DC/AC doivent être synchronisés entre eux.
- Le nombre important de composants augmente les probabilités d'occurrence d'un défaut.
- Les circuits associés à la commande de l'ensemble des transistors et aux mesures des tensions et courants sont nombreux et coûteux (car isolés).

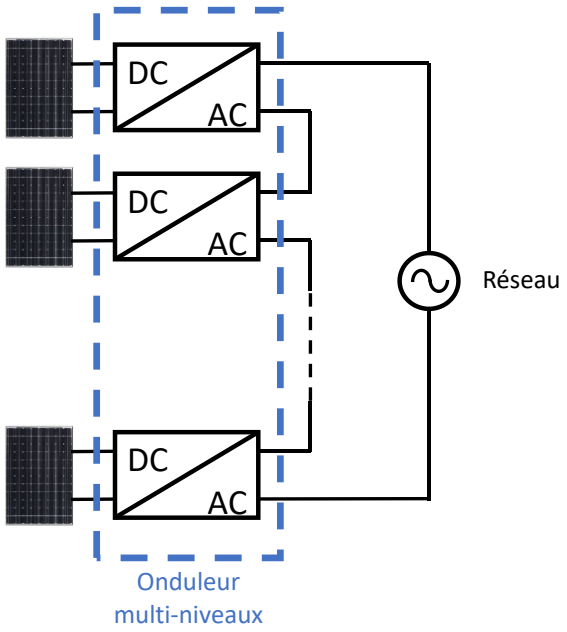


Figure 1.16 – Onduleur photovoltaïque – Topologie multi-niveaux

Les différentes topologies de convertisseurs photovoltaïques sont résumés dans le **Tableau 1-3**. Chaque structure de conversion possède ces avantages et ces inconvénients et le choix de la structure dépend de l'application envisagée.

Structure	Extraction de l'énergie	Rendement	Complexité		Coût	Redondance avec défaut d'un panneau
			Software	Hardware		
Classique	-	++	Faible	Moyen	Faible	Impossible
Multi-string	+	+	Moyen	Moyen	Faible	Possible sous conditions
Micro-onduleurs	++	-	Faible	Faible	Elevé	Possible
Avec optimiseurs DC	++	++	Faible	Faible	Elevé	Possible sous conditions
NPC ou Flying Cap	-	+	Elevé	Elevé	Moyen	Impossible
Cascadée	++	++	Elevé	Moyen	Moyen	Possible sous conditions

Tableau 1-3 – Comparaison entre les différentes structures de conversion photovoltaïque pour des installations basses-puissances (<50 kW)

La structure d'onduleurs cascadés (dernière ligne du **Tableau 1-3**) présente l'avantage de maximiser l'extraction d'énergie tout en conservant un excellent rendement grâce à de faibles pertes en commutation et un filtre de sortie peu volumineux. Le déploiement de cette technologie sur le marché ne pourra se faire qu'en réduisant la complexité hardware (et software) de la topologie afin de réduire le coût.

6. Part de marché des onduleurs

Les parts de marchés (2022) des différents types de convertisseurs photovoltaïques sont résumés dans le **Tableau 1-4**. Ces données sont extraites d'un rapport du Fraunhofer sur la filière photovoltaïque dans le monde [5]. Les onduleurs strings dominent le marché et sont essentiellement déployés sur les installations allant jusqu'à 150 kW. En Allemagne, en 2021, ces installations représentaient presque la moitié de la puissance installée (30 GW). Par ailleurs, le coût de ces onduleurs est très variable d'un projet à l'autre. Les onduleurs centraux sont utilisés pour des installations de fortes puissances (supérieure à 80kW) et possèdent un coût de déploiement maîtrisé. Ce tableau montre également que le coût élevé des micro-onduleurs et leurs faibles rendements limitent fortement leurs déploiements sur des installations photovoltaïques de grandes tailles, bien que cette technologie soit très mature.

Convertisseur	Puissance	Rendement	Part de marchés*	Coût
Onduleurs string	Jusqu'à 150 kW	98% (DC/AC)	64.4%	30 – 170 €/kW
Onduleurs centraux	Plus de 80 kW	98.5% (DC/AC)	33.7%	30 – 50 €/kW
Micro-onduleurs	400 W	90% - 97% (DC/AC)	1.4%	~ 250 €/kW
Optimiseurs DC	400 W	99.5% (DC/DC)	5.1%	~ 80 €/kW (+ coût DC/AC)

Tableau 1-4 – Part de marchés (2022) des différents de type de convertisseurs [5]

Les optimiseurs DC, disponibles sur le marché depuis seulement quelques années, connaissent un rapide succès pour les installations solaires. Ils constituent un coût supplémentaire pour le système de conversion photovoltaïque, car ils sont ajoutés en plus de l'onduleur (string). L'intérêt pour cette technologie indique donc que l'optimisation locale (au niveau du panneau) de la production solaire présente un avantage non-négligeable pour la production d'électricité. Ainsi, vu les évolutions du marché des convertisseurs photovoltaïques, il semble donc pertinent de poursuivre la recherche sur les convertisseurs multi-niveaux proposant cette optimisation locale de la production de l'installation solaire. La topologie d'onduleurs en cascade peut alors se démarquer comme étant un candidat idéal pour les installations à fort risque de dispersion, par exemple pour les installations basses-puissances où la maîtrise des ombrages et l'entretien ne sont pas évidents (orientation imposée par la toiture, arbres ou immeubles sur la trajectoire du soleil).

C. Topologie d'onduleurs cascadés

La section précédente a mis en évidence la pertinence des onduleurs cascadés pour les installations basses-puissances. Cependant, cette topologie possède de nombreuses déclinaisons liées au choix de l'étage de conversion DC/AC, du type de commande du convertisseur ainsi que de la structure hardware de pilotage des composants actifs (transistors) et de mesures (capteurs).

1. Choix de l'étage de conversion DC/AC

L'onduleur en cascade se compose de plusieurs étages de conversion DC/AC (idéalement un par panneau photovoltaïque) dont les sorties (AC) sont mises en série. Il existe de nombreuses topologies permettant de réaliser cette fonction. L'article de Ersan Kabalci [14], publié en 2020, présente les topologies les plus utilisées pour la conversion DC/AC sur le réseau électrique 230 VAC, à partir d'une source photovoltaïque. La **Figure 1.17** résume les schémas électriques de ces différentes topologies.

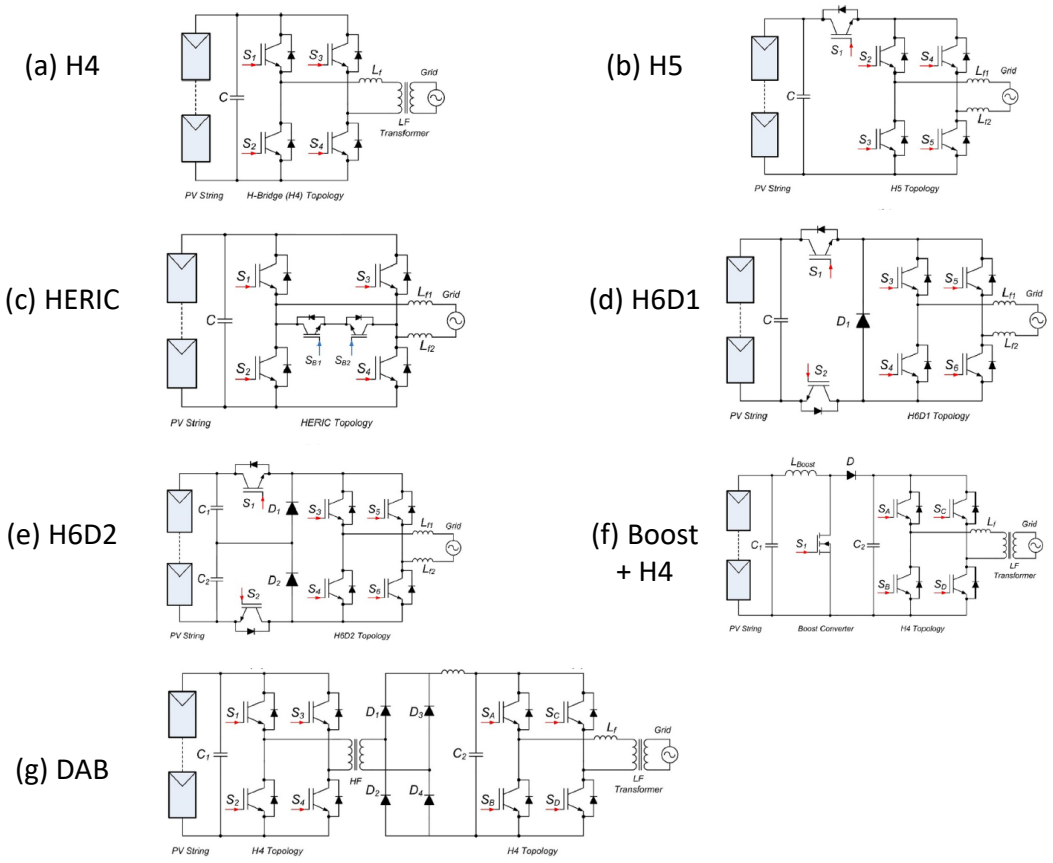


Figure 1.17 - Différentes topologies pour la conversion DC/AC à partir d'une source photovoltaïque [14]

a. *Topologie H-Bridge ou H4*

Parmi les nombreuses topologies permettant de réaliser l'étage de conversion DC/AC d'un onduleur cascadé, la plus courante est la topologie de pont en H (« H-Bridge » en anglais). Cette topologie comporte 4 transistors permettant d'obtenir 2 ou 3 niveaux de tension de sortie (en fonction du choix de la modulation). Le schéma (a) de la **Figure 1.17** présente l'agencement de ces transistors. Cette topologie peut également inclure l'utilisation d'un transformateur 50 Hz (LF : Low Frequency) en sortie

afin de garantir une isolation galvanique et/ou d'élever la tension de sortie. Cependant, ce transformateur BF (Basse-fréquence) est volumineux et lourd (10kg par kW), diminue le rendement et augmente le coût total de la topologie. Cette solution avec transformateur basse fréquence est donc peu utilisée.

L'inconvénient de la topologie H4 est lié à son fonctionnement durant les phases de roue libre (quand la tension de sortie du pont est nulle). En effet, la modulation de la tension sur trois niveaux provoque l'apparition de courant de mode commun issue des capacités parasites entre les bornes du panneau photovoltaïque et son cadre relié à la terre (200 nF/kW [15]). Ce phénomène est d'autant plus important que la fréquence de commutation est importante et que la tension des panneaux est élevée. Ces courants augmentent le contenu harmonique du courant de sortie, les pertes et provoquent des perturbations électromagnétiques [16]. Dans le cadre d'une topologie sans transformateur HF, un filtre de mode commun doit alors être ajouté afin de limiter ce phénomène [17].

b. Topologie H5

La topologie H5 (**Figure 1.17** (b)) est une évolution de la topologie H4 et son objectif est de réduire les courants de fuite [18]. Un transistor est ajouté en série entre la borne positive du bus DC et l'entrée du pont en H. Durant les phases de roue libre, ce transistor est ouvert et le courant de fuite ne circule pas. Cette évolution nécessite ici seulement un transistor et un driver supplémentaire. Cependant, étant donné que le courant des panneaux passe nécessairement à travers ce nouveau transistor, des pertes en conduction supplémentaires sont à prévoir. De plus, les phases de roue libre doivent obligatoirement être effectuées avec les deux transistors du haut du pont en H. Cela déséquilibre la distribution des pertes sur les transistors du pont [17].

c. Topologie HERIC

La topologie HERIC (**Figure 1.17** (c)) répond également à la problématique des courants de fuite, relevée sur la topologie H4, en ajoutant deux transistors tête-bêche en parallèle de la sortie du pont en H [19]. Durant les phases de roue libre, le courant passe par ces transistors afin de déconnecter complètement le bus DC. Ce montage règle les problématiques soulevées précédemment, cependant, cela nécessite deux composants supplémentaires et des drivers isolés. L'utilisation de cette topologie HERIC pour un montage multi-niveaux est donc coûteuse et ajoute de la complexité [17].

d. Topologie H6D1

Les problématiques de déséquilibre soulevées par la topologie H5 peuvent être réglées par l'ajout d'un deuxième transistor entre la borne négative du bus DC et l'entrée du pont en H. Ce transistor permet d'obtenir des phases de roue libre réparties sur les 4 transistors du pont en H et sans courants de fuite. La topologie H6D1 (**Figure 1.17** (d)) ajoute une diode sur les bornes d'entrée du pont en H. Cela permet de créer un nouveau chemin de conduction durant les phases de roue libre afin de limiter les pertes dues au courant de recouvrement des diodes de roue libre des transistors.

e. Topologie H6D2

La topologie H6D2 (**Figure 1.17** (e)) utilise des diodes dont le point milieu est créé par un pont capacitif sur le bus DC. Cela permet d'utiliser des diodes avec des calibres en tension plus faibles. Les topologies H6D1 et H6D2 possèdent l'inconvénient d'avoir 4 transistors en conduction durant les phases de transfert d'énergie et d'ajouter de nombreux composants (transistors, diodes et drivers).

Les topologies H5 et H6 ne présentent pas de difficultés particulières concernant leurs commandes par rapport à une commande H4. En effet, il suffit de synchroniser les commandes de ces transistors supplémentaires par rapport aux différentes phases de roues libres sur une période de commutation.

f. Topologie H4 avec Boost

L'utilisation d'un convertisseur Boost (**Figure 1.17** (f)) entre le panneau photovoltaïque et l'entrée du pont en H permet d'augmenter la tension du bus DC afin de garantir une tension suffisante pour la production sur le réseau électrique, tout en optimisant l'extraction de production du panneau (MPPT). La température ayant un impact sur la tension de fonctionnement des panneaux photovoltaïques, cette étape est nécessaire pour les onduleurs string. L'inconvénient de cette méthode est l'ajout de composants supplémentaires pour l'étage Boost ainsi que des éléments de contrôle associés. Dans le cas d'un fonctionnement multi-niveaux, cette fonction Boost est multipliée par le nombre de modules du convertisseur, ce qui augmente fortement le coût et la complexité du système. La suppression de cette fonction Boost ne peut être réalisée qu'en dimensionnant le nombre de panneaux photovoltaïques pour garantir que la somme des tensions des modules $V_{somme} = \sum V_{PV_i}$ soit toujours supérieure à la tension crête du réseau : $V_{grid}.\sqrt{2}$.

Prenons l'exemple du panneau photovoltaïque LR4-60HIH-365M d'une puissance de 365W :

$$\begin{aligned} V_{PV_{min}} &= V_{PV}(T_{PV} = 60°C; G_{PV} = 1000\ W/m^2) = 31\ V \\ V_{PV_{mean}} &= V_{PV}(T_{PV} = 25°C; G_{PV} = 1000\ W/m^2) = 42\ V \\ V_{PV_{max}} &= V_{PV}(T_{PV} = -10°C\ ; G_{PV} = 1000\ W/m^2) = 51\ V \end{aligned} \quad (4)$$

La donnée $V_{PV_{mean}}$ est généralement la donnée affichée par le fabricant et correspond à un ensoleillement moyen et une température des panneaux de $25°C$. Les données $V_{PV_{min}}$ et $V_{PV_{max}}$ peuvent être extrapolées à partir des coefficients de température donnés par le fabricant. La tension $V_{PV_{min}}$ correspond à un environnement de production maximale en été (température du panneau $T_{PV} = 60°C$) et la tension $V_{PV_{max}}$ correspond à un environnement de production maximale en hiver (température du panneau $T_{PV} = -10°C$).

Les onduleurs du commerce garantissent un fonctionnement pour une tension d'entrée minimale d'environ 150V. Avec la référence de panneaux prise précédemment (LR4-60HIH-365M) , au minimum 5 panneaux doivent être connectés pour garantir un fonctionnement toute l'année. Sans étage Boost, il faudrait pouvoir garantir une tension sur le bus DC d'au moins 400 V [20] pour garantir une tension AC de $230\ V_{RMS}$. Cela impliquerait d'utiliser au moins 13 panneaux ($13 * V_{PV_{min}} > 400$).. Par ailleurs, l'étage DC doit être dimensionné pour supporter une tension maximale de plus de 800 V en fonctionnement ($13 * V_{PV_{max}}$). Les implications seraient très importantes pour les pertes, ainsi que le dimensionnement des transistors et des éléments passifs.

Dans le cas d'un fonctionnement multi-niveaux, ces problématiques sont fortement réduites. En effet, la forme d'onde générée par un convertisseur multi-niveaux permet de réduire fortement la taille des éléments passifs tout rendant négligeables les pertes en commutations. Cependant, pour permettre ce fonctionnement, il est nécessaire de fonctionner avec un nombre minimum de panneaux plus important (>13) que pour un onduleur pleine tension (>4) qui intègre une fonction Boost. Malgré tout, de nombreuses d'applications photovoltaïques basses puissances chez les particuliers fonctionnent avec un nombre de panneaux entre 10 et 15. L'utilisation d'un convertisseur multi-niveaux sans fonction Boost reste donc parfaitement adaptée.

g. Topologie Dual Active Bridge (DAB)

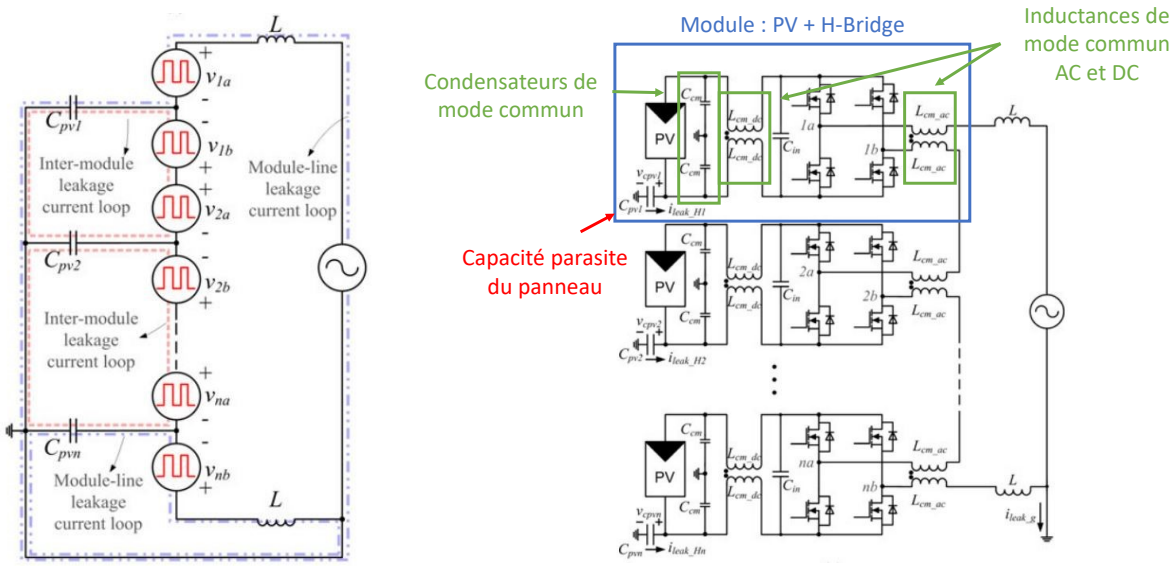
La topologie DAB (**Figure 1.17** (g)) est une alternative de conversion AC/DC très utilisée dans les micro-onduleurs (qui ne comporte qu'un seul étage). Cette topologie comporte un premier pont en H dont la sortie est directement reliée à un transformateur HF (fonctionnement à 100kHz typiquement). La

sortie du transformateur est redressée et filtrée en une tension continue. Un autre pont en H assure alors la conversion DC/AC vers le réseau. Cette topologie répond aux problématiques d'isolation galvanique sur les micro-onduleurs [21]. Cependant, elle nécessite de nombreux composants supplémentaires ainsi qu'une commande bien plus complexe.

h. Bilan pour une topologie multi-niveaux

Cette liste (non-exhaustive) de topologies de conversion DC/AC à partir d'une source photovoltaïque reprend les principales configurations développées dans l'état de l'art sur les onduleurs strings. Certaines de ces solutions ont été déployées de façon industrielle. Par exemple, les onduleurs monophasés SMA 6kW utilisent la topologie H5 [20]. Dans le cadre d'une utilisation pour un onduleur cascadé, la contrainte principale est de réduire au maximum la complexité d'un étage de conversion afin de limiter les coûts et les risques de défauts associés à la multiplication des composants de puissance. Les topologies HERIC, H5 et H6 (D1 et D2) ont été développées afin de limiter les problématiques des courants de fuite traversant les capacités parasites entre les panneaux photovoltaïques et la terre. Cependant, ces topologies nécessitent l'ajout de composants de puissance supplémentaires (diode et MOSFET).

Une autre méthode pour minimiser ces courants de fuite consiste à placer un filtre de mode commun sur chaque étage de conversion. Zhou et al. [16] ont présenté une méthode de dimensionnement de filtrage de mode commun, par étage de conversion DC/AC, permettant de réduire les courants de fuite afin de respecter les normes du réseau électrique (<300 mA). Contrairement aux onduleurs strings, le dimensionnement de ce filtrage doit également prendre en compte les boucles de courants de fuites (**Figure 1.18.a**) entre les modules. Ce filtrage (**Figure 1.18.b**) se compose d'une inductance de mode commun placée sur le bus DC, d'une inductance de mode commun placée en sortie du pont en H et de deux condensateurs de mode commun créant un pont capacitif entre la tension du panneau et la terre (reliée à la structure métallique du panneau). Cette méthode de réduction des courants de fuite possède l'inconvénient d'utiliser des composants (passifs) volumineux. Les récentes études dans l'état de l'art ne permettent pas de conclure, pour les topologies multi-niveaux, entre l'utilisation d'un filtrage à base de composants passifs ou l'utilisation de topologies différentes (H5, H6, HERIC).



(a) (b)

Figure 1.18 - (a) Boucles de courant de fuites – Boucles entre modules (en bleu) et boucle entre un module et le réseau (rouge) (b) Filtrage de mode commun sur la topologie d'onduleurs cascadés [16]

Les deux solutions précédentes (solution topologique et solution de filtrage) reposent sur l'ajout de composants pour réduire les courants de fuites. Dans la littérature, des solutions algorithmiques pour les topologies d'onduleurs cascadés (topologie H4) ont également été proposées [22,23]. Ces solutions proposent de modifier les algorithmes de commandes PWM afin de minimiser les dv/dt aux bornes des capacités parasites. Cependant, ces applications sont limitées à des onduleurs multi-niveaux avec deux modules (5 niveaux) et la modification des algorithmes de commandes impliquent d'augmenter la taille du condensateur aux bornes du panneau afin de limiter l'ondulation de tension ΔV_{DC} sur la tension V_{PV}. Shahabadini et al. [24] ont récemment proposé d'adapter (et d'améliorer) ces algorithmes pour un nombre pair de modules (4, 6, 8, …) en les regroupant par deux et en ajoutant un filtre de mode commun aux bornes de chaque paire de modules (solution de filtrage). Cependant, les implications problématiques sur la commande (augmentation de la taille des condensateurs) restent présentes.

<u>Note :</u> dans cette thèse, nous avons fait le choix de ne pas nous focaliser plus sur cette problématique des courants de mode commun. Les essais expérimentaux ont été réalisés en utilisant un transformateur 50Hz d'isolement afin de limiter fortement les courants de fuite entre les modules et le réseau électrique. Les boucles de courants de fuite entre modules n'ont pas provoqué de perturbation vis-à-vis du fonctionnement du convertisseur. Elles n'ont donc pas fait l'objet d'une étude particulière. Par ailleurs, il est important de noter que l'ajout de filtrage de mode commun (dans

l'optique de respecter les normes sur les courants de fuite) ne remet pas en cause le travail présenté dans ce manuscrit.

Au regard des éléments présentés dans cette section, la topologie choisie pour l'étage de conversion est la topologie H4 sans Boost avec un condensateur sur le bus de tension DC par module. Ce choix de topologie permet de simplifier au maximum les éléments de puissance et de commande du module. L'absence de fonction Boost sera compensée par un dimensionnement approprié du nombre de modules et un algorithme de pilotage du système permettant d'en assurer le fonctionnement quelle que soit la tension de chaque panneau ($V_{PV_{min}}$ à $V_{PV_{max}}$).

L'onduleur cascadé porte le nom de « Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter » (CHBMLI).

2. Etat de l'art de la topologie CHBMLI

L'objectif de cette section est d'établir l'état de l'art de la topologie CHBMLI. Premièrement, les différentes lois de commande présentées dans l'état de l'art sont étudiés. Puis, les différents prototypes existants sont analysés.

La topologie « Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter » est présentée sur la **Figure 1.19**. Chaque panneau photovoltaïque est connecté à un condensateur et à un pont en H. Il est possible de mettre plusieurs panneaux photovoltaïques par pont en H (en série ou parallèle). Cependant, pour des raisons d'optimisation de la production, il est préférable de n'en mettre qu'un seul. L'association du panneau, du condensateur et du pont en H est appelé « module ».

Afin de comprendre les grandeurs à réguler dans ce convertisseur ainsi que les algorithmes de commandes présentés dans l'état de l'art, nous proposons de présenter brièvement les équations du système présentée sur la **Figure 1.19.** L'équation du courant panneau $I_{PV_i}(t)$ est la suivante :

$$I_{PV_i}(t) = I_{C_i}(t) + I_{H_i}(t) = C_{PV}.\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} + I_{H_i}(t) \tag{5}$$

Avec $I_{PV_i}(t)$ le courant généré par le panneau photovoltaïque du module i ; $V_{PV_i}(t)$ la tension du panneau du module i ; $I_{C_i}(t)$ le courant dans le condensateur du module i ; $I_{H_i}(t)$ le courant d'entrée du pont en H du module i et C_{PV} le condensateur du module i.

Les sorties des modules sont connectées en série et la tension totale est appliquée sur le réseau à travers une inductance de filtrage. Il est possible de choisir d'autres types de filtres (LC ou LCL) en fonction des besoins. L'équation des tensions de sortie des ponts en H est la suivante :

$$\sum_i V_{H_i}(t) = V_L(t) + V_{grid}(t) = L.\frac{dI_{grid}(t)}{dt} + V_{grid}(t) \tag{6}$$

Avec $V_{H_i}(t)$ la tension de sortie du pont en H du module i ; $V_L(t)$ la tension aux bornes de l'inductance L_{grid}; $I_{grid}(t)$ le courant réseau et $V_{grid}(t)$ la tension réseau.

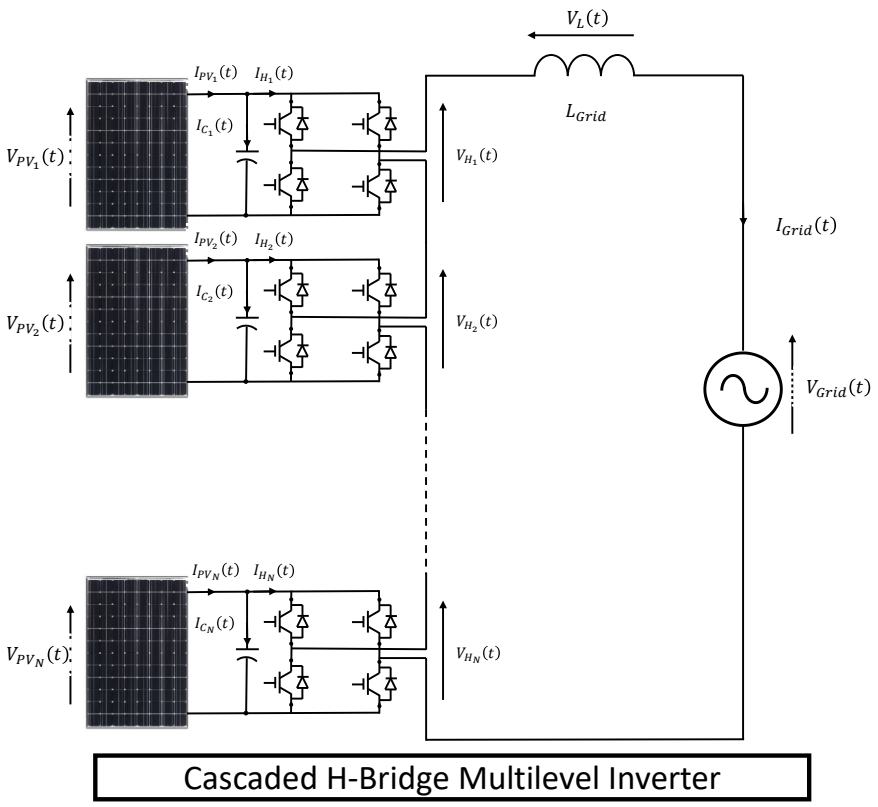


Figure 1.19 – Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI)

a. Schéma de contrôle

Avant d'analyser l'état de l'art de la commande de la topologie CHBMLI, il est nécessaire de définir les objectifs de régulation des grandeurs du système.

La topologie de l'onduleur cascadé (avec H-Bridge) offre de nombreux degrés de liberté pour la commande du système. En effet, le contrôle de la tension de sortie ($+V_{PV_i}$; 0 ; $-V_{PV_i}$) de chaque module permet de réguler le courant $I_{grid}(t)$ produit sur le réseau ainsi que l'ensemble des tensions

$V_{PV_{[1\,N]}}(t)$ des panneaux. Le schéma de contrôle des transistors doit permettre de répondre aux objectifs de production d'un convertisseur photovoltaïque sur le réseau. Le premier objectif est de réguler chaque tension V_{PV_i} autour d'une valeur V_{ref_i}. Etant donné que le convertisseur effectue une conversion à partir de sources DC vers une source AC 50Hz, une ondulation à 100 Hz (deux fois la fréquence du réseau) est présente sur les tensions des panneaux photovoltaïques. La valeur de cette ondulation $\Delta V_{PV_{100\,Hz}}$ est définie par la valeur du condensateur aux bornes du panneau ainsi que par le courant I_{PV} fournie par ce dernier. Le contrôle des transistors doit permettre de réguler la tension moyenne $< V_{PV_i} >$ vers la tension de référence V_{ref_i}. Celle-ci doit ensuite correspondre à la tension V_{MPP_i} du point de puissance maximale (MPP : Maximum Power Point) du panneau. Un algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking) calcule à chaque instant (à basse fréquence) cette valeur afin de constamment maximiser l'extraction d'énergie du panneau.

$$< V_{PV_i} > = V_{ref_i} = V_{MPP_i} \qquad \forall\, i \in [\,1\; N\,] \tag{7}$$

Le courant $I_{grid}(t)$ produit sur le réseau doit respecter les contraintes de production AC. Il doit donc être sinusoïdal et en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t)$, afin de garantir un facteur de puissance unitaire :

$$I_{grid}(t) = I_{grid}.\sin\left(\omega_{grid}.t + \Phi\right) \tag{8}$$

Avec Φ la phase de la tension réseau : $V_{grid}(t) = V_{grid}.\sin\left(\omega_{grid}.t + \Phi\right)$; ω_{grid} la pulsation du réseau (rad.s^{-1}) et I_{grid} l'amplitude du courant (A) réseau.

b. Choix de l'application

L'objectif proposé pour cette thèse est de traiter le cas monophasé de la topologie CHBMLI avec, pour uniques sources d'énergie, des panneaux photovoltaïques. Le choix a été fait de se concentrer sur une application basse puissance (5 à 10kW) sur le réseau monophasé 230 Vac en dimensionnant le module pour que n'importe quel panneau disponible dans le commerce puisse convenir. Les panneaux les plus puissants du commerce peuvent aller jusqu'à 400W avec des tensions nominales ($T_{PV} = 25°C$) autour de 40V. Pour cette application, la topologie CHBMLI sans Boost devrait intégrer environ une quinzaine de modules. Il est donc nécessaire de déployer des schémas de contrôle-commande compatible avec une architecture hardware de pilotage des transistors permettant l'utilisation d'autant de modules sur cette topologie.

c. Architecture hardware de pilotage des transistors

Le CEA-LETI a développé un onduleur basé sur la topologie CHBMLI intégrant des batteries comme sources d'énergie [25]. Dans ce travail, le schéma de contrôle-commande du convertisseur est effectué par un contrôleur central (appelé « MASTER ») équipé d'un STM32F7 et des contrôleurs locaux (appelés « SLAVE ») reliés entre eux par un bus de communication temps-réel basé sur un protocole UART (**Figure 1.20**). Cette structure de pilotage permet d'utiliser une électronique locale (driver et mesures) à bas coût au niveau des batteries et de centraliser les données vers le MASTER qui, en retour, envoie les ordres de commandes aux SLAVES à travers le bus de communication. En déplaçant la barrière d'isolation au niveau du bus de communication, cette architecture permet de ne pas nécessiter de drivers isolés pour les transistors ou de capteurs isolés. Ces derniers étant des composants coûteux (multiplié par le nombre de modules), cela rendrait difficilement déployable une topologie CHBMLI comportant un grand nombre de modules (~ 15). Le travail de cette thèse reprend le principe de cette architecture hardware en substituant les batteries par des sources photovoltaïques. Dans la suite de ce chapitre, l'analyse des méthodes de commande de la topologie CHBMLI serait donc faite au regard de cette architecture hardware.

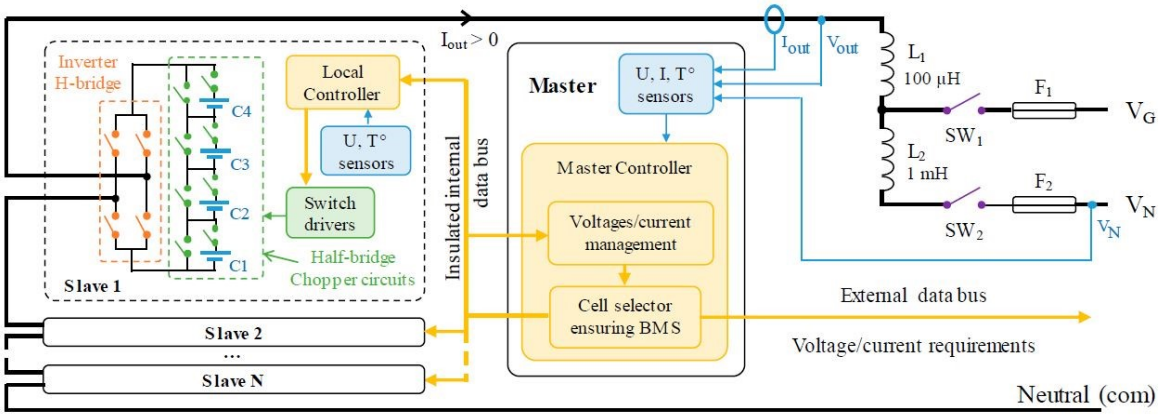


Figure 1.20 - High frequency Self-Reconfigurable Battery - Hardware architecture

d. Commande de la topologie

La commande de la topologie CHBMLI repose sur une structure de boucles de régulation en cascades (aussi appelées boucles imbriquées) [26] (**Figure 1.21**). Cette méthode de régulation permet de contrôler indépendamment deux types de données ayant des dynamiques différentes. Dans le cas d'une application solaire, la dynamique de régulation des tensions V_{PV_i} vers leurs tensions optimales

V_{MPP_i} (qui évoluent en fonction de l'ensoleillement) des panneaux peut être rendue bien plus lente que la régulation du courant réseau I_{grid}. Cette dernière doit permettre de suivre une référence sinusoïdale à la fréquence du réseau (50Hz). Sur la **Figure 1.21**, les données d'entrées (V_{PV_i} et I_{PV_i} de chaque module) sont fournies aux algorithmes MPPT afin de déterminer la tension optimale de référence de chaque module. Une première boucle de régulation détermine l'amplitude du courant de référence I_{ref} (ou la somme des contributions en courant). Celle-ci est rendue sinusoïdale, en phase avec la tension réseau V_{grid} (grâce à un algorithme de Boucle à Verouillage de Phase (PLL) [20]) et est injectée dans la deuxième boucle de régulation afin de générer la tension de référence que doit fournir l'onduleur. La génération des signaux de commande des transistors s'effectue à l'aide d'un bloc PWM (Pulse Width Modulation).

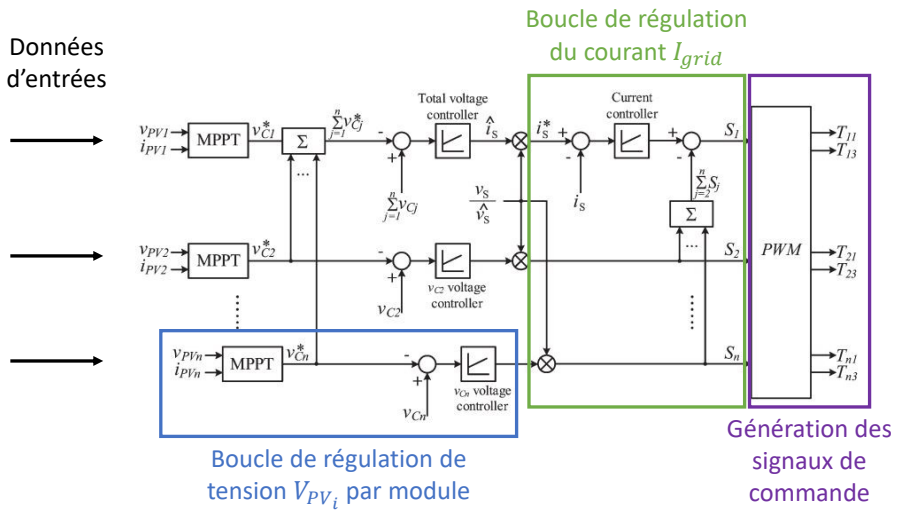


Figure 1.21 – Exemple de structure de régulation par boucles imbriquées pour la topologie CHBMLI [26]

Plusieurs méthodes de génération des signaux de commande ont été proposées dans l'état de l'art. Une méthode simple (**Figure 1.22**) pour générer les signaux de commande consiste à utiliser des porteuses triangulaires par niveaux [27]. Cette méthode, appelée LS-PWM (Level Shift PWM), permet de réguler les tensions panneaux en alternant (à chaque demi-période réseau) les niveaux des porteuses. Contrairement aux topologies multi-niveaux avec des sources de tensions régulées, l'utilisation d'une méthode LS-PWM (Level Shift PWM) n'est pas adaptée pour une application photovoltaïque, car celle-ci provoque des déséquilibres d'extraction d'énergie au sein d'une demi-période réseau, ce qui provoque des oscillations importantes sur les tensions DC des modules (surtout quand le nombre de niveaux est important).

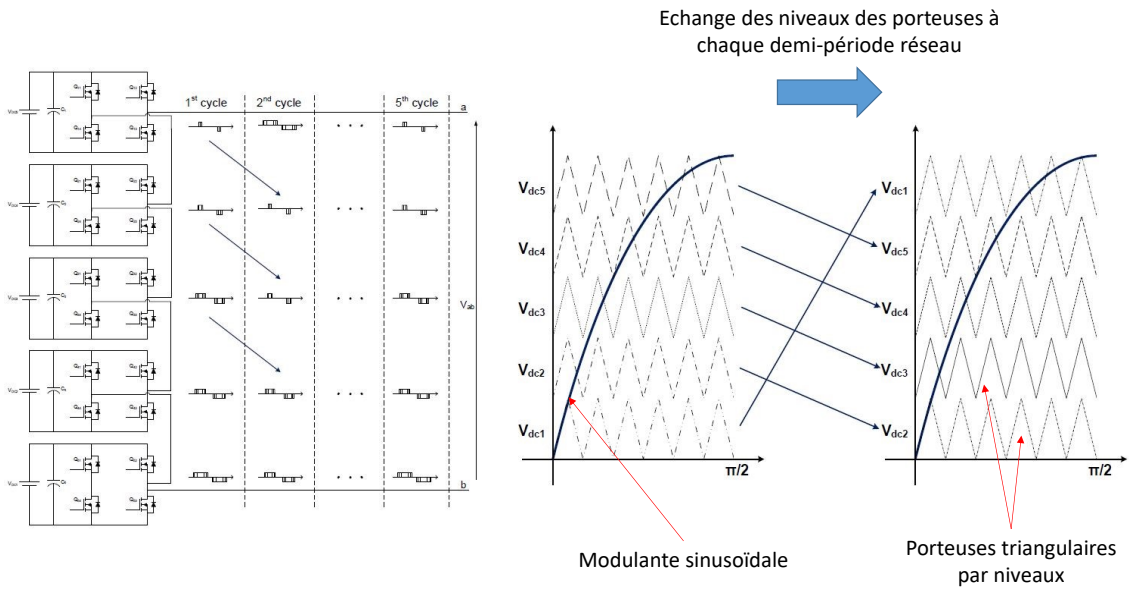


Figure 1.22 - Level-Shift PWM [27]

Dans les publications plus récentes, les auteurs privilégient plutôt une modulation Phase Shift PWM (PS-PWM) [28,29]. Cette méthode repose sur l'utilisation de porteuses triangulaires d'amplitudes identiques et déphasées entre elles d'un angle dépendant du nombre de modules (**Figure 1.23**(a)). Pour chaque module, la modulante est comparée à la tension de référence de sortie de l'onduleur (issue de la boucle de régulation du courant I_{grid}) à laquelle est multipliée un coefficient (entre 0 et 1) permettant d'équilibrer les contributions en puissance de chaque module sur la puissance globale [28]. Cela permet de réguler la tension de chaque panneau vers sa propre tension de référence et, ainsi, cela maximise l'extraction d'énergie de l'ensemble des panneaux photovoltaïques. Cette méthode possède l'avantage d'être assez simple à mettre en œuvre. Cependant, l'utilisation de modulantes différentes implique que, par moments, deux ou plusieurs modules peuvent commuter aux mêmes instants ou à des instants très proches par rapport à la période de commutation $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$ (**Figure 1.23**(b)). Ces commutations surviennent notamment lorsque les puissances des modules sont différentes (par exemple, en cas d'ombrage partiel). L'apparition de ces commutations simultanées sur plusieurs modules implique de devoir surdimensionner le filtre de sortie pour réduire l'ondulation sur le courant de sortie I_{grid}. Ce phénomène augmente également l'amplitude des courants de fuites passant à travers les capacités parasites des panneaux.

De plus, cette méthode de contrôle des topologies CHBMLI est limitée lorsque les déséquilibres entre les modules sont importants. En effet, dans ce cas, les modules les plus puissants entrent en surmodulation (modulantes d'amplitudes supérieures à 1) et cela dégrade le taux de distorsion harmonique (THD) du courant I_{grid}. Plusieurs auteurs ont proposé, dans ce cas, de modifier les

modulantes en injectant par exemple, un troisième harmonique, afin de pouvoir assurer un THD faible malgré un déséquilibre de puissance sur les modules [30]. Cette méthode est néanmoins assez complexe à mettre en œuvre et elle ne peut permet pas d'assurer un THD faible lorsque le déséquilibre est trop important. Pour terminer les problématiques de cette méthode PS-PWM sont d'autant plus importantes que le nombre de modules à contrôler est élevé, car les risques de commutations simultanées sont plus fréquents.

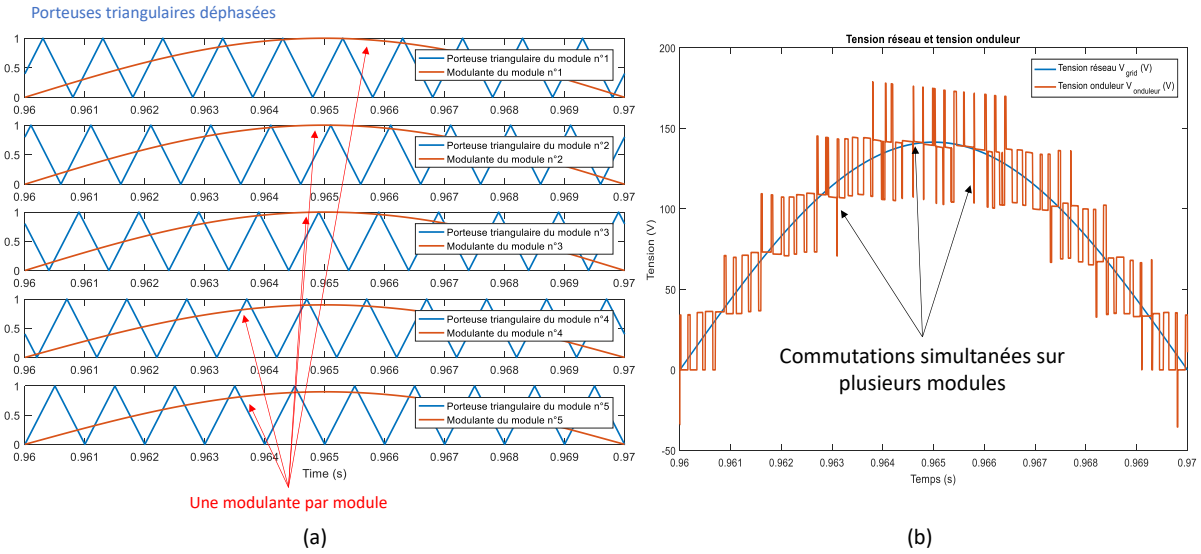
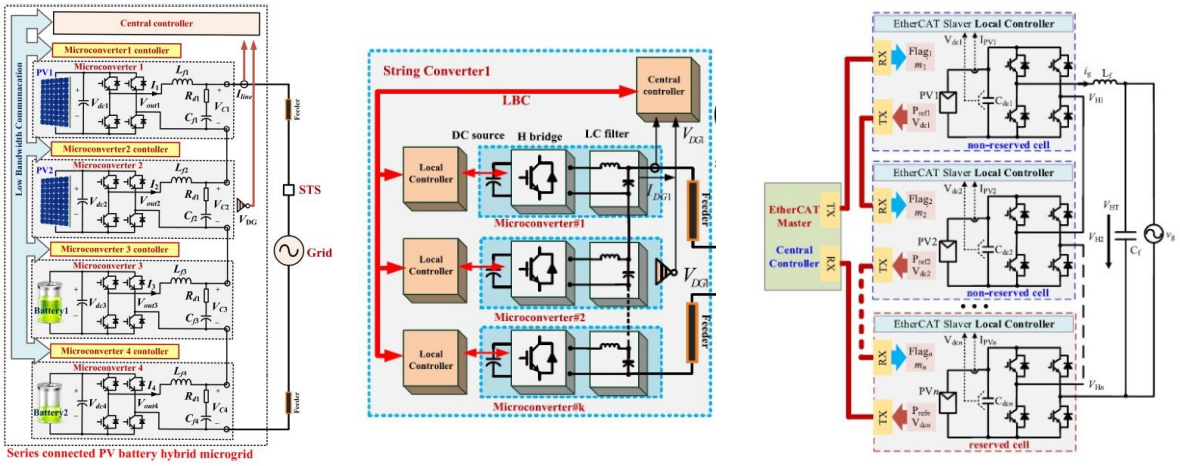


*Figure 1.23 – (a) Formes d'ondes des porteuses triangulaires (bleu) et des modulantes sinusoïdales (rouge) pour la modulation Phase-Shift PWM avec 5 modules (b) Forme d'onde de la tension de sortie (rouge) de l'onduleur (**Simulation**)*

Plusieurs prototypes basés sur cette méthode ont été proposés dans l'état de l'art [28,31]. Cependant, les démonstrateurs sont généralement limités à quelques kHz (3-4) et avec un nombre faible de modules (4-5), afin de limiter les risques d'occurrence de commutations simultanées. Les onduleurs du commerce fonctionnant plutôt aux alentours des 20kHz, les faibles performances (fréquence et nombre de modules) des prototypes CHBMLI font que la taille du filtre de sortie n'est souvent pas réellement réduite. De plus, ces prototypes utilisent principalement des drivers isolés ainsi que des capteurs isolés afin de centraliser l'envoi des commandes et les mesures grâce à un unique contrôleur. Cette méthode de fonctionnement n'est donc pas adaptée pour une architecture décentralisée avec une électronique locale par module.

Des structures de pilotage décentralisées ont été proposées dans la littérature scientifique (**Figure 1.24**). Par exemple, Pan et al. ont développé un prototype basé sur une bus de communication faible débit entre les modules et le contrôleur central [32]. Ce dernier envoie (à très basse fréquence) simplement des ordres de puissances vers les modules. Ces derniers fonctionnent alors comme des

onduleurs réseaux indépendants (bien que synchronisés) et mis en série. Le prototype présenté dans l'article nécessite l'utilisation de 5 capteurs par module, dont trois mesures différentielles et isolées. Cette méthode de contrôle n'est pas adaptée pour une augmentation du nombre de modules. Deux autres publications récentes [33,34] ont utilisé une commande décentralisée similaire à celle de Pan et al. et les performances des prototypes sont limités à quelques kHz et à quelques modules.



(a) (b) (c)

Figure 1.24 – Structure de pilotage décentralisé présentée dans l'état de l'art : a) [32] b) [33] c) [34]

e. Synthèse de l'état de l'art de la topologie CHBMLI

Au regard de tous les éléments présentés dans ce chapitre consacré sur l'analyse de l'état de l'art des systèmes photovoltaïques, la topologie CHBMLI semble la plus prometteuse pour une application sur le réseau 230 Vac avec un module par panneau et sans fonction Boost. Cette topologie permet de réduire au maximum la complexité de chaque module, limitant ainsi les risques de défaillances, le coût du système et permettant une maintenance simplifiée du convertisseur.

Les publications récentes sur la topologie CHBMLI s'articulent autour d'un système basé sur une génération décentralisée des ordres de commandes à l'aide d'un bus de communication basse fréquence entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux, placés aux niveaux des modules. Dans le cas d'une application photovoltaïque, l'utilisation d'une méthode Phase-Shift PWM est privilégiée pour réguler les tensions des panneaux et le courant de sortie de l'onduleur. Par ailleurs, en cas de déséquilibre entre les modules, il est nécessaire de modifier la nature des modulantes (par injection de troisième harmonique, par exemple) afin de maintenir la régulation des grandeurs du système. Bien que ces méthodes répondent aux objectifs de la topologie CHBMLI, de nombreuses problématiques sont encore présentes :

- Dans la plupart des prototypes, le nombre de capteurs (courant, tension, différentiel, isolé) par modules est élevé et cela entraîne un surcoût pour le système global.
- La présence de commutations simultanées entre modules impose de surdimmensionner le filtre de sortie pour garantir un faible taux de distorsion harmonique (THD).
- Les prototypes fonctionnent à des fréquences de commutation faible et avec un nombre limité de modules.
- La régulation des tensions panneaux en cas de déséquilibre est complexe et nécessite l'utilisation de modulantes bien spécifiques. Par ailleurs, en cas de fort déséquilibre (ombrage partiel important), ces méthodes ne garantissent pas un faible THD sur le courant de sortie.

f. Objectifs du travail de thèse sur la topologie

Pour répondre aux problématiques soulevées dans la section précédente, nous nous fixons les objectifs suivants pour ce travail de thèse :

- <u>Chapitre 2 :</u>
    - Construire une architecture de pilotage permettant d'utiliser un bus de commutation temps-réel afin d'opérer une génération centralisée, depuis un contrôleur central, des ordres de commandes des transistors pour supprimer les commutations simultanées.
    - Construire un algorithme complet de commande, adaptée à cette architecture, permettant la régulation des grandeurs du système. Entre outre, cet algorithme devra maximiser l'extraction d'énergie de chaque panneau photovoltaïque tout en garantissant une production sur le réseau électrique avec un facteur de puissance unitaire.
- <u>Chapitre 3 :</u>
    - Déterminer les contraintes liées à l'utilisation de cette architecture de pilotage. Plus précisement, définir les besoins sur l'utilisation du bus de communication pour l'envoi des ordres de commandes et la réception des données du système.
    - Adapter l'algorithme de commande afin d'opérer avec un nombre important de panneaux (13 modules) et une fréquence de fonctionnement élevée (20 kHz).
    - Réduire au maximum les capteurs présents au niveau des modules afin de minimiser le coût total du système.
- <u>Chapitre 4 :</u>
    - Analyser les modes dégradés du convertisseur dans le cas d'un ombrage partiel sur l'installation photovoltaïque ou en cas de perte d'un ou plusieurs modules.

D. Conclusion

Le secteur photovoltaïque a commencé son essor exponentiel depuis quelques années et cette croissance de la puissance installée va très certainement se poursuivre dans les décennies à venir. Les applications concernées seront multiples : des grandes centrales au sol jusqu’aux installations domestiques basse-puissance. L’énergie fournie par les panneaux photovoltaïques sert essentiellement à une production sur le réseau électrique. En outre, les technologies d’onduleurs seront massivement déployées à l’avenir. Parmi toutes les topologies analysées dans l’état de l’art, la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter semble particulièrement adaptée pour une application entre 5 et 10kW sur le réseau AC 230V. Cette topologie permet d’optimiser la production de chaque panneau photovoltaïque de façon indépendante tout en réduisant fortement la taille du filtre de sortie. Parmi toutes les variantes présentées dans la littérature scientifique, la topologie sans fonction Boost et avec filtrage passif du mode commun semble la plus adaptée pour une application avec plus d’une dizaine de modules. Les architectures de pilotage de cette variante, présentées dans l’état de l’art, ne permettent cependant pas d’envisager une application commerciale. Une nouvelle architecture de pilotage issue du CEA-LETI, basée sur un bus de communication temps-réel entre des contrôleurs locaux connectés aux modules et un contrôleur central, semble plus pertinente, car elle réduit fortement la complexité du convertisseur. Cependant, cette nouvelle architecture, initialement utilisée pour un système batterie, doit être adaptée pour un système photovoltaïque. Ce manuscrit présentera l’ensemble des éléments de modélisation et de commande déployés afin de permettre un fonctionnement de cette topologie avec un grand nombre de modules et une fréquence de commutation plus élevée (par rapport aux prototypes de l’état de l’art). Un travail sera porté sur une optimisation des composants du contrôleur local ainsi que sur une modélisation des modes dégradés du convertisseur.

E. Bibliographie

1. Allan, R.P.; Cassou, C.; Chen, D.; Cherchi, A.; Connors, L.; Doblas-Reyes, F.J.; Douville, H.; Driouech, F.; Edwards, T.L.; Fischer, E.; et al. Summary for Policymakers. 32.
2. Rapport de La Conférence Des Parties Sur Sa Vingt et Unième Session, Tenue à Paris Du 30 Novembre Au 13 Décembre 2015.Pdf.
3. Chiffres Clés Du Climat - France, Europe et Monde - ÉDITION 2022.Pdf.
4. RTE Futurs Énergétiques 2050 - Principaux Résultats - RTE.
5. Ise, F. Photovoltaics Report. 53.
6. RTE Futurs Énergétiques 2050 - Rapport Complet - RTE.
7. Kishor, N.; Villalva, M.G.; Mohanty, S.R.; Ruppert, E. Modeling of PV Module with Consideration of Environmental Factors. In Proceedings of the 2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe); IEEE: Gothenburg, Sweden, October 2010; pp. 1–5.
8. Ji, Y.-H.; Jung, D.-Y.; Kim, J.-G.; Kim, J.-H.; Lee, T.-W.; Won, C.-Y. A Real Maximum Power Point Tracking Method for Mismatching Compensation in PV Array Under Partially Shaded Conditions. IEEE Trans. Power Electron. 2011, 26, 1001–1009, doi:10.1109/TPEL.2010.2089537.
9. Arrêté Du 9 Juin 2020 Relatif Aux Prescriptions Techniques de Conception et de Fonctionnement Pour Le Raccordement Aux Réseaux d'électricité - Légifrance.
10. Mahamat, C. Analyse et commandes des convertisseurs multi-niveaux pour un générateur photovoltaïque connecté au réseau électrique. 226.
11. Guépratte, K. Onduleur triphasé à structure innovante pour application aéronautique. 212.
12. Rodrigues, L.G.A.; Perez, G. A 200 KW Three-Level Flying Capacitor Inverter Using Si/SiC Based Devices for Photovoltaic Applications. 2021, 8.
13. Bhattacharjee, A.K.; Kutkut, N.; Batarseh, I. Review of Multiport Converters for Solar and Energy Storage Integration. IEEE Trans. Power Electron. 2019, 34, 1431–1445, doi:10.1109/TPEL.2018.2830788.
14. Kabalcı, E. Review on Novel Single-Phase Grid-Connected Solar Inverters: Circuits and Control Methods. Solar Energy 2020, 198, 247–274, doi:10.1016/j.solener.2020.01.063.
15. SMA Solar Technical Information Leading Leakage Currents: Information on the Design of Transformerless Inverters of Type Sunny Boy, Sunny Tripower, Sunny Highpower. 2020, 7.
16. Zhou, Y.; Li, H. Analysis and Suppression of Leakage Current in Cascaded-Multilevel-Inverter-Based PV Systems. IEEE Trans. Power Electron. 2014, 29, 5265–5277, doi:10.1109/TPEL.2013.2289939.
17. Dreher, J.R.; Marangoni, F.; Schuch, L.; Martins, M.L. da S.; Flora, L.D. Comparison of H-Bridge Single-Phase Transformerless PV String Inverters. In Proceedings of the 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications; IEEE: Fortaleza, CE, Brazil, November 2012; pp. 1–8.
18. Estévez-Bén, A.A.; Alvarez-Diazcomas, A.; Macias-Bobadilla, G.; Rodríguez-Reséndiz, J. Leakage Current Reduction in Single-Phase Grid-Connected Inverters—A Review. Applied Sciences 2020, 10, 2384, doi:10.3390/app10072384.

19. Kerekes, T.; Teodorescu, R.; Rodriguez, P.; Vazquez, G.; Aldabas, E. A New High-Efficiency Single-Phase Transformerless PV Inverter Topology. IEEE Trans. Ind. Electron. 2011, 58, 184–191, doi:10.1109/TIE.2009.2024092.

20. Yongheng Yang Advanced Control Strategies to Enable a More Wide-Scale Adoption of Single-Phase Photovoltaic Systems. 2014, doi:10.13140/RG.2.2.15106.07367.

21. Shi, Y.; Li, R.; Xue, Y.; Li, H. Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC–DC Converter for PV Applications. IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 62, 6986–6995, doi:10.1109/TIE.2015.2432093.

22. Selvamuthukumaran, R.; Garg, A.; Gupta, R. Hybrid Multicarrier Modulation to Reduce Leakage Current in a Transformerless Cascaded Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems. IEEE Trans. Power Electron. 2015, 30, 1779–1783, doi:10.1109/TPEL.2014.2345501.

23. Vazquez, G.; Martinez-Rodriguez, P.R.; Sosa, J.M.; Escobar, G.; Arau, J. A Modulation Strategy for Single-Phase HB-CMI to Reduce Leakage Ground Current in Transformer-Less PV Applications. In Proceedings of the IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society; IEEE: Vienna, November 2013; pp. 210–215.

24. Shahabadini, M.; Iman-Eini, H. Leakage Current Suppression in Multilevel Cascaded H-Bridge Based Photovoltaic Inverters. IEEE Trans. Power Electron. 2021, 36, 13754–13762, doi:10.1109/TPEL.2021.3084699.

25. Thomas, R.; Despesse, G.; Bacquet, S.; Fernandez, E.; Lopez, Y.; Ramahefa-Andry, P.; Cassarino, L. A High Frequency Self-Reconfigurable Battery for Arbitrary Waveform Generation. WEVJ 2021, 12, 8, doi:10.3390/wevj12010008.

26. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. IEEE Trans. Ind. Electron. 2009, 56, 4399–4406, doi:10.1109/TIE.2009.2029579.

27. Filho, F.; Cao, Y.; Tolbert, L.M. 11-Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); IEEE: Palm Springs, CA, USA, February 2010; pp. 968–972.

28. Chavarria, J.; Biel, D.; Guinjoan, F.; Meza, C.; Negroni, J.J. Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs. IEEE Trans. Ind. Electron. 2013, 60, 98–111, doi:10.1109/TIE.2012.2186108.

29. Sahoo, S.K.; Bhattacharya, T. Phase-Shifted Carrier-Based Synchronized Sinusoidal PWM Techniques for a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. IEEE Trans. Power Electron. 2018, 33, 513–524, doi:10.1109/TPEL.2017.2669084.

30. Zhao, T.; Zhang, X.; Mao, W.; Wang, F.; Xu, J.; Gu, Y.; Wang, X. An Optimized Third Harmonic Compensation Strategy for Single-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Inverter. IEEE Trans. Ind. Electron. 2018, 65, 8635–8645, doi:10.1109/TIE.2018.2813960.

31. Xiao, B.; Hang, L.; Mei, J.; Riley, C.; Tolbert, L.M.; Ozpineci, B. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications. IEEE Trans. on Ind. Applicat. 2015, 51, 1722–1731, doi:10.1109/TIA.2014.2354396.

32. Pan, Y.; Zhang, C.; Yuan, S.; Chen, A.; He, J. A Decentralized Control Method for Series Connected PV Battery Hybrid Microgrid. In Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific); IEEE: Harbin, China, August 2017; pp. 1–6.

33. He, J.; Li, Y.; Wang, C.; Pan, Y.; Zhang, C.; Xing, X. Hybrid Microgrid With Parallel- and Series-Connected Microconverters. IEEE Trans. Power Electron. 2018, 33, 4817–4831, doi:10.1109/TPEL.2017.2695659.

34. Zhang, X.; Hu, Y.; Mao, W.; Zhao, T.; Wang, M.; Liu, F.; Cao, R. A Grid-Supporting Strategy for Cascaded H-Bridge PV Converter Using VSG Algorithm With Modular Active Power Reserve. IEEE Trans. Ind. Electron. 2021, 68, 186–197, doi:10.1109/TIE.2019.2962492.

Chapitre 2. Commande de la topologie CHBMLI

Table des matières

Chapitre 2. Commande de la topologie CHBMLI 51
A. Cadre d'application de l'étude 52
B. Architecture de pilotage du convertisseur 55
C. Objectifs de la commande 57
D. Principe général de la commande 60
E. Boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux 61
1. Modélisation du système et choix des dynamiques d'évolution des grandeurs régulées 63
2. Choix du correcteur : Proportionnel-Intégral ou Intégral-Proportionnel 69
a. Correcteur Proportionnel-Intégral (PI) 70
b. Correcteur Intégral-Proportionnel (IP) 71
c. Comparaison 71
3. Filtrage à 100 Hz de la référence de courant 74
4. Boucle à verrouillage de phase (PLL) : dq-PLL 77
F. Boucle de régulation du courant réseau 81
1. Modélisation du système et principe de linéarisation 82
2. Choix du correcteur de la boucle de régulation du courant réseau $Igrid$ 84
a) Correcteur Proportionnel-Intégral (PI) 84
b) Correcteur Proportionnel-Résonnant (PR) 87
c) Comparaison expérimentale entre les correcteurs PI et PR 90
G. Génération des ordres de commande 93
1. Etat de l'art des méthodes de génération des ordres de commande 93
2. Méthode proposée : Modulation du Retard à la Commutation (MRC) 94
3. Comparaison entre l'algorithme MRC et l'algorithme NLC 101
H. Algorithme de tri des modules 103
I. Conclusion 108
J. Bibliographie 109

Chapitre 2. Commande de la topologie CHBMLI

La topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI) est constituée d'onduleurs cascadés. Dans ce travail de thèse, les modules sont constitués d'un panneau photovoltaïque, d'un condensateur de stockage et d'un pont en H. Les sorties de tous les ponts en H sont reliées en série afin de générer, en sortie d'onduleur, une tension sinusoïdale en forme d'escalier [1] permettant de limiter la taille du filtre de sortie. Le contrôle de cette topologie doit également prendre en compte la nature des sources photovoltaïques (assimilées à des sources de courants possédant un unique point de puissance maximal). L'objectif de la commande de ce convertisseur est de réguler le courant de sortie afin de répondre aux exigences des standards de production sur le réseau AC 230V (norme IEEE1547 [2]) tout en garantissant la régulation de la tension de chaque panneau photovoltaïque autour de son point de puissance maximal [3,4].

Les différentes méthodes de contrôle de cette topologie ont été présentées dans le chapitre précédent consacré à l'état de l'art. Ce chapitre a mis en évidence la nécessité d'utiliser une génération centralisée des ordres de commande afin de pouvoir supprimer les commutations simultanées tout en conservant une architecture de pilotage basée sur un bus de commutation temps-réel entre des contrôleurs locaux et un contrôleur central. Par ailleurs, la génération de signaux PWM, type Phase Shift PWM [5], implique une utilisation asynchrone (à chaque fois qu'un transistor doit commuter) du bus de communication. Pour des raisons de contraintes software, il est préférable que l'envoi des ordres de commandes soit fait de façon cadencée (synchrone) à une fréquence fixe [6]. Un nouvel algorithme de génération des ordres de commande doit donc être mis en œuvre. Par ailleurs, les différents correcteurs permettant de réguler le courant réseau I_{grid} et les tensions panneaux V_{PV_i} font rarement l'objet d'une mise en équation complète basée sur une modélisation (linéaire ou linéarisée) du système [7]. Une mise en équation associée à un choix éclairé du type de correcteur permettrait d'adapter le schéma de commande globale en fonction de n'importe quelle contrainte réseau (fréquence, variation de tension, …) ainsi que de n'importe quel type de panneaux photovoltaïques (tensions et courants différents, nombre de modules).

Ce chapitre présente la commande complète de la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. Une première section présente le cadre d'application (nombre de panneaux, modèle, puissance AC, …) défini pour cette étude. Ensuite, le principe général de la commande de cette topologie est explicité. L'analyse porte sur les degrés de liberté du système ainsi que sur les objectifs de régulation. Les sections suivantes portent sur la modélisation complète des différents sous-ensembles du système. Ces modèles permettent de faire la synthèse des paramètres pour différents correcteurs en fonction des grandeurs à réguler et de comparer les performances en termes de dynamique et de stabilité. Pour finir, une nouvelle méthode de génération des signaux de commande est présentée.

A. Cadre d'application de l'étude

L'application visée pour ce convertisseur est une production photovoltaïque sur le réseau électrique AC 230 V. Afin d'exploiter au mieux la topologie CHBMLI, chaque étage de conversion (H-Bridge) est relié à un unique panneau photovoltaïque. Ainsi, l'optimisation de l'extraction de puissance est maximisée pour chaque panneau. Le circuit de puissance de l'étage de conversion (H-Bridge et condensateur DC) est dimensionné pour pouvoir accepter n'importe quel panneau du commerce. Le panneau choisi pour la thèse est le modèle LR4-60HIH-365M de Longi Solar (**Tableau 2-1**). Ce dernier peut fournir une puissance de 362 W sous 34.1 V dans des conditions optimales d'utilisation (1000W/m², 25°C). Pour ne pas trop compliquer l'étude, la tension minimale considérée est à 25°C. Cela limite le nombre total de modules et rend plus lisibles les résultats présentés. Le cas d'un fonctionnement (sans Boost) prenant en considération la tension nominale des panneaux en été (sous 60°C : $V_{MPPT_{min}} \approx 23\ V$) est présenté dans le **chapitre 4**.

Module photovoltaïque (LR460HPH365M)	Nom	Valeur
Puissance nominale	P_{MPPT}	$362\ W$
Tension optimale (1000W/m², 25°C)	V_{MPPT}	$34.1\ V$
Tension optimale (100W/m², 25°C)	$V_{MPPT_{min}}$	$30.7\ V$
Courant optimal (1000W/m², 25°C)	I_{MPPT}	$10.6\ A$
Tension de circuit-ouvert	V_{oc}	$41.1\ V$

Tableau 2-1 – Paramètres du panneau photovoltaïque utilisé : LR4-60HIH-365M

Le nombre de modules $N_{modules}$ du convertisseur dépend de la tension du réseau AC. En France, la tension est de $230\ V_{RMS}$ avec une amplitude pouvant varier de $\pm 10\%$. De plus, le choix est fait de dimensionner le nombre de modules afin de garantir un fonctionnement optimal en cas de perte d'un des panneaux photovoltaïques. La tension minimale considérée pour le panneau est $V_{MPPT_{min}} = 30.7\ V$. Ainsi, le nombre de modules $N_{modules}$ est déterminé par l'équation suivante :

$$N_{modules} = 1 + \frac{V_{grid} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(1 + \Delta V_{grid}\right)}{V_{MPPT_{min}}} \approx 13 \qquad (1)$$

Les paramètres de l'équation (1) sont définis dans le **Tableau 2-2**. La puissance totale de l'onduleur est de 4.7kW pour un courant RMS de sortie de 20.5 A avec 13 modules de 362 W.

Paramètres réseau	**Nom**	**Valeur**
Tension RMS	V_{grid}	$230\ V$
Variation de tension	ΔV_{grid}	$10\ \%$
Paramètres de l'onduleur	**Nom**	**Valeur**
Nombre de panneaux	$N_{modules}$	13
Puissance nominale de sortie	P_{grid}	4706 W
Courant RMS nominal de sortie	I_{grid}	20.46 A

Tableau 2-2 - Paramètres de la tension réseau et de l'onduleur

Le dimensionnement du circuit de puissance n'est pas présenté en détail dans ce manuscrit, car celui-ci a été détaillé dans un article scientifique, que nous avons publié dans la revue MPDI Electronics (si le lecteur souhaite avoir plus de détails sur la méthodologie de dimensionnement, il peut se référer à l'**Annexe 1**). Cette publication présente une comparaison entre le dimensionnement des éléments passifs (condensateurs et inductance) et de puissance (transistors et drivers) entre la topologie CHBMLI et la topologie H4 pleine tension (onduleur classique 450 Vdc). Les éléments de dimensionnement sont basés sur des critères identiques (**Tableau 2-3**). Ceux-ci sont donnés à titre indicatif dans ce manuscrit afin d'avoir une idée des différents composants utilisés pour le circuit de puissance.

Nombre de panneaux	$N_{modules} = 13$ (modèle LR4-60HIH-365M)
Tension réseau	$V_{grid} = 230\ V_{rms}$
Fréquence de commutation	$f_{sw} = 20\ kHz$
Ondulation à 100Hz sur les tensions DC	$\Delta V_{PV} = 4\% * V_{PV}$
Ondulation à f_{sw} sur le courant de sortie	$\Delta I_{grid} = 10\% * I_{grid}$
Temps de commutation des transistors	$dv/dt = 4\ V/ns$
Pertes en conduction	$P_{cond} < 1\% * P_{grid}$
Pertes en commutation	$P_{sw} < 1\% * P_{grid}$

Tableau 2-3 – Critères de dimensionnement du circuit de puissance (composants passifs, MOSFETs)

Cette liste de critères permet, pour les deux topologies, de dimensionner :

- La valeur des condensateurs
- La valeur et le circuit magnétique de l'inductance
- Le choix des transistors et (si nécessaire) du refroidissement

Cet article met en évidence que la topologie CHBMLI peut fonctionner avec un refroidissement passif, car les pertes (principalement en conduction) des transistors sont réparties spatialement dans le convertisseur et l'échauffement par transistor est assez faible (36°C par rapport à la température ambiante). Les valeurs utilisées pour les simulations, ainsi que sur le prototype expérimental sont présentées dans le **Tableau 2-4**.

Condensateur par modules C_{PV}	12.3 mF / 60 V
Inductance de sortie L_{grid}	147 µH / 35 A
Transistor N-MOSFET	DMTH6004SK3 ($R_{ds_{on}} = 3.8m\Omega$)
Driver de pont en H	MIC4606 ($V_{max} = 85\ V$)

Tableau 2-4 – Composants utilisés pour les simulations et le prototype expérimental

Le circuit de puissance du pont en H est présenté sur la **Figure 2.1**. Le prototype complet (incluant le contrôleur central et les circuits de mesures AC) est présenté en détail dans le chapitre 3.

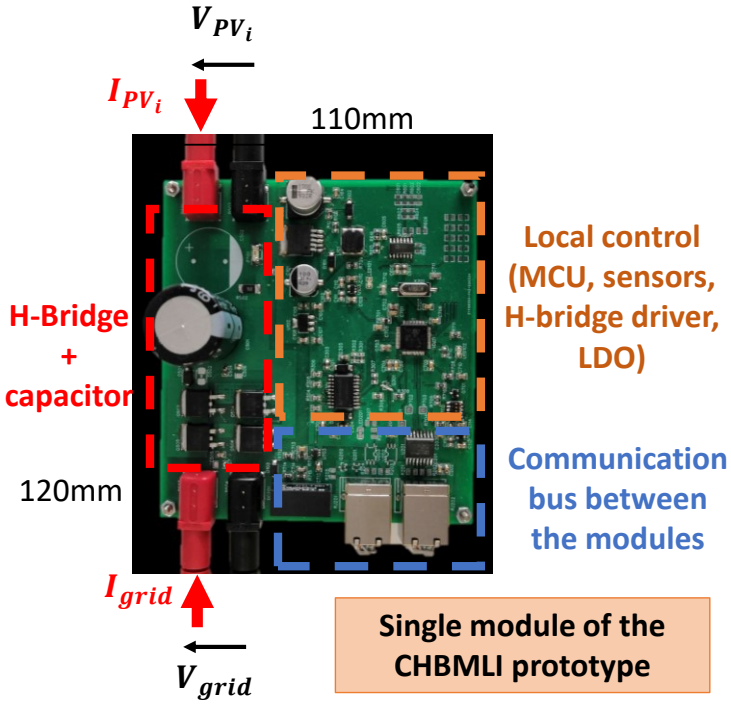


Figure 2.1 - Prototype du circuit de puissance du pont en H

Cette section a présenté le cadre d'application de l'étude de la topologie CHBMLI. Les critères de dimensionnement du convertisseur sont détaillés et les valeurs et références des composants utilisés sont présentés. La section suivante aborde l'architecture de pilotage du convertisseur.

B. Architecture de pilotage du convertisseur

Avant de définir les éléments de commande du convertisseur, il est nécessaire de définir le principe de fonctionnement de l'architecture de pilotage. Pour rappel, l'objectif de ce manuscrit de thèse est de travailler sur un convertisseur multi-niveaux et multi-sources avant un fonctionnement permettant d'éviter les commutations simultanées sur plusieurs modules tout en supprimant le besoin d'utiliser des drivers et des capteurs isolés.

En se basant sur les travaux du CEA-LETI portant sur une topologie CHBMLI avec des batteries [6], le choix a été fait d'utiliser une architecture de pilotage basée sur un bus de communication entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux placés au plus près des modules du convertisseur (**Figure 2.2**). L'isolation entre les modules est reportée sur le bus de communication (en bleu) et des composants non-isolés peuvent être utilisés au niveau des modules. Les ordres de commandes sont

envoyés par un contrôleur central (en vert) et sont reçus, au niveau des modules, par des contrôleurs locaux (un par module, en orange). Ces derniers les exécutent et sont chargés d'effectuer les mesures locales (tensions panneaux V_{PV_i}, par exemple) et de les renvoyer au contrôleur central.

Afin de simplifier la gestion software du système, le contrôleur central envoie les ordres de commandes de façon synchrone, à la fréquence de commutation du convertisseur f_{sw}. Le bus de communication doit donc être temps-réel afin de s'assurer que les ordres envoyés seront exécutés avec une bonne précision temporelle. Les détails sur le bus de communication et sur la conception de la maquette complète sont précisés au chapitre 3. En outre, les éléments abordés dans le chapitre 3 sont : le type de protocole, la couche physique, le débit, l'organisation des trames, les autres signaux envoyés, etc.

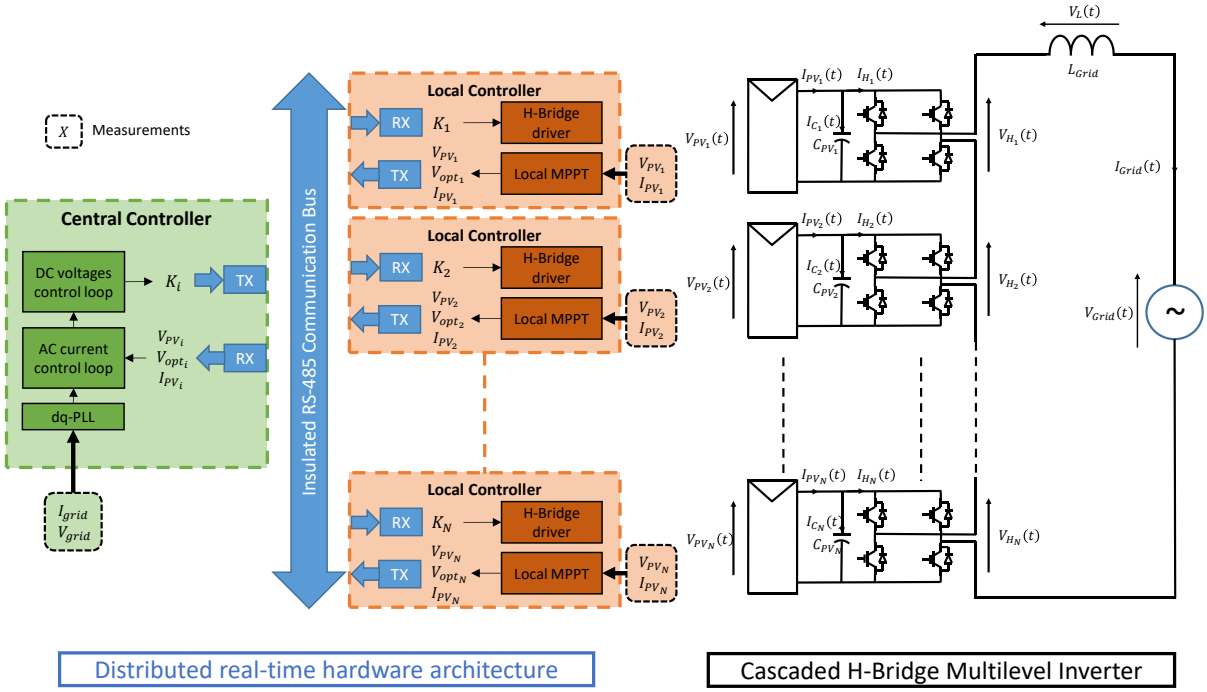


Figure 2.2 - Schéma de la topologie CHBMLI avec l'architecture hardware de pilotage

Dans la suite de ce chapitre, l'objectif est de définir un algorithme complet de commande du système dont l'envoi des ordres passe par un bus de communication temps-réel et s'effectue de façon synchrone.

C. Objectifs de la commande

Avant d'aborder la stratégie de pilotage du convertisseur (Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter), il est important d'identifier les grandeurs à contrôler, les grandeurs non-contrôlées ainsi que les dynamiques d'évolution associées à ses grandeurs. Etant donné que l'objectif du convertisseur est la production d'énergie sur le réseau électrique à partir de sources photovoltaïques, les grandeurs à contrôler sont les tensions des panneaux solaires $V_{PV_i}(t)$ ($i = 1$ à $N_{modules}$) et le courant réseau $I_{grid}(t)$.

Afin de maximiser la production d'énergie, le convertisseur doit asservir la tension de chaque panneau vers une valeur optimale $V_{opt_i}(t)$ correspondant au maximum de puissance $P_{opt_i}(t)$. Le processus associé à cette recherche du point optimal (MPPT : Maximum Power Point Tracking) est détaillé dans le chapitre 3. La tension optimale (et à fortiori la puissance optimale) dépend du modèle de panneau photovoltaïque, de la température et de l'irradiation solaire. Ainsi, le courant résultant I_{PV_i}(t) de chaque panneau est une grandeur dépendante de conditions extérieures. Cette variabilité devra être prise en compte dans les modèles pour la synthèse des correcteurs du système.

De façon simultanée, le convertisseur doit réguler son courant de sortie I_{grid}(t). Afin de respecter les contraintes de production sur un réseau électrique 230 V, ce courant doit être sinusoïdal et en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t) = V_{grid}.\sin(\omega_{grid}t + \theta_{grid})$. La tension du réseau électrique $V_{grid}(t)$ est une grandeur non-contrôlée et il faut également prendre en compte sa variabilité. En effet, la tension du réseau électrique peut varier en fréquence ($\pm 0.5\%$, variation très modérée) et en amplitude ($\pm 10\%$, variation non-négligeable). L'ensemble de ces grandeurs (contrôlées, non-contrôlées et autres) sont présentées avec la topologie complète du convertisseur sur la **Figure 2.3**.

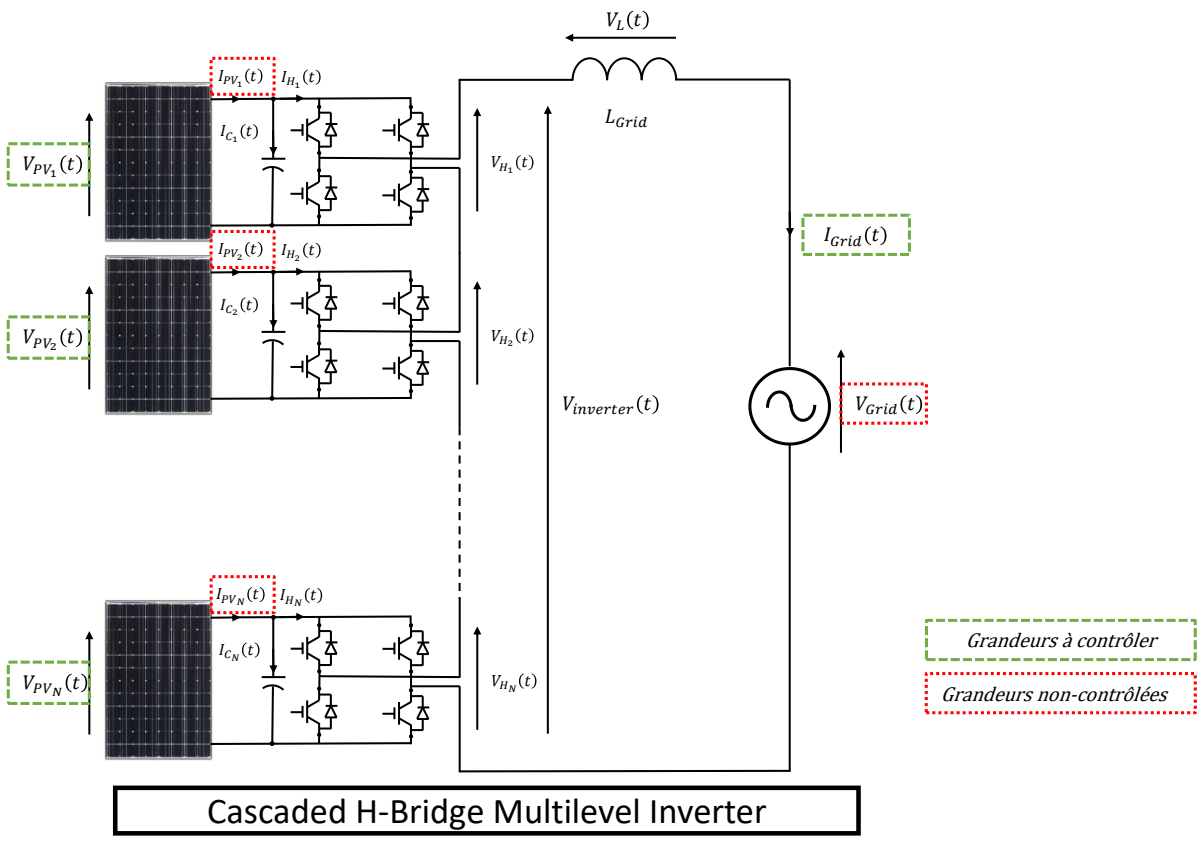


Figure 2.3 - Schéma de la topologie CHBMLI et des grandeurs à contrôler

Afin de réguler les grandeurs V_{PV_i} et I_{grid}, il est nécessaire de comprendre leurs dynamiques d'évolution dans le temps, en les comparant par rapport aux autres dynamiques du système.

Premièrement, le courant I_{grid} évolue de manière sinusoïdale avec une fréquence égale à la fréquence du réseau f_{grid} soit 50 Hz. La dynamique de régulation ω_{n_I} de ce courant doit donc être rapide devant la dynamique d'évolution $\omega_{grid} = 2.\pi.f_{grid}$ de la tension du réseau électrique $V_{grid}(t)$:

$$\omega_{n_I} \gg \omega_{grid} \tag{2}$$

Par ailleurs, étant donné que le convertisseur possède une fréquence de commutation f_{sw} (switching frequency) fixe, la dynamique de régulation ω_{n_I} de $I_{grid}(t)$ doit être lente devant la dynamique de commutation $\omega_{sw} = 2.\pi.f_{sw}$ du convertisseur :

$$\omega_{sw} \gg \omega_{n_I} \tag{3}$$

Concernant la régulation de chacune des tensions des panneaux solaires V_{PV_i}, la dynamique associée ω_{n_V} doit permettre de suivre l'évolution des tensions optimales des panneaux solaires. Les références

des tensions pour la boucle de régulation seront fournies par les algorithmes de MPPT (Maximum Power Point Tracking) avec une fréquence $f_{MPPT} = 1\ Hz$, suffisante pour suivre l'évolution de l'ensoleillement des panneaux. Ainsi, la dynamique de régulation ω_{n_V} doit être rapide devant la dynamique de calcul des tensions optimales par les algorithmes de MPPT ω_{MPPT} :

$$\omega_{n_V} \gg \omega_{MPPT} \tag{4}$$

Pour terminer, il faut noter que la régulation des tensions $V_{PV_i}(t)$ impacte directement l'amplitude de la référence de courant $\hat{I}_{grid_{ref}}$ pour la régulation de $I_{grid}(t)$. Ainsi, afin de ne pas créer d'interaction entre les deux boucles de régulation, il convient d'imposer une dynamique ω_{n_V} lente devant la dynamique ω_{grid} de la tension $V_{grid}(t)$:

$$\omega_{grid} \gg \omega_{n_V} \tag{5}$$

Afin de respecter au mieux ces contraintes de seuil minimum et maximum pour chaque dynamique de régulation (ω_{n_V} et ω_{n_I}), une moyenne géométrique est appliquée sur les deux valeurs. Le résumé de ce paragraphe est présenté, sous forme de schéma, sur la **Figure 2.4**. Ce schéma permet de mettre en évidence que la régulation de ces grandeurs est rendue possible grâce à une fréquence de commutation grande devant la fréquence du réseau et grâce à une évolution de l'irradiation (et de la température) lente devant la fréquence du réseau ($f_{MPPT} = 1\ Hz$).

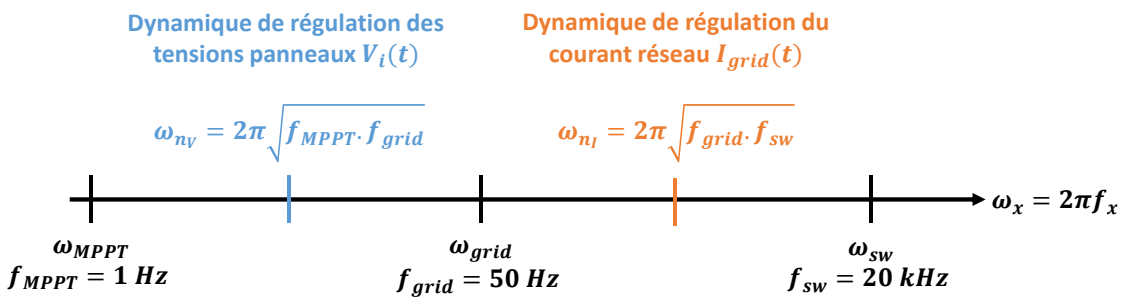


Figure 2.4 - Dynamiques de régulation du système

Les objectifs de commande du convertisseur sur le courant de sortie I_{grid} et les tensions panneaux V_{PV_i} imposent donc de respecter des contraintes sur les dynamiques de régulation des grandeurs. Le principal général de la commande est présenté dans la section suivante.

D. Principe général de la commande

L'objectif de la commande est de déterminer les ordres de commande des transistors des modules à la fréquence de commutation f_{sw}. Par ailleurs, ces ordres de commande doivent permettre de répondre aux critères de régulation présentés précédemment : réguler les tensions des panneaux solaires V_{PV_i} vers leurs tensions optimales V_{opt_i} et produire un courant sinusoïdal I_{grid} sur le réseau électrique en phase avec la tension réseau V_{grid}. Etant donné les différences de dynamiques des éléments de régulation (algorithme MPPT, régulation des tensions et régulation du courant), il est possible d'utiliser une structure de régulation en cascade (ou boucles imbriquées) [8]. Cette structure est présentée sur la **Figure 2.5** :

- Dans un premier temps, un algorithme de MPPT (vert) est exécuté sur chaque module afin de déterminer la tension optimale V_{opt_i} correspondante. Le calcul de la tension optimale est mis à jour à la fréquence f_{MPPT}.
- Ensuite, la première boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i} (bleu) prend pour références ces tensions optimales V_{opt_i} et détermine la référence de courant $I_{grid_{ref}}(t)$. La puissance des panneaux photovoltaïques étant une fonction de leur tension, c'est la variation du courant de sortie I_{grid} qui permet de faire évoluer la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i}.
- Cette référence de courant $I_{grid_{ref}}(t)$ est fournie à la boucle de régulation du courant $I_{grid}(t)$. Cette seconde boucle détermine, à chaque période d'échantillonnage $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}}$, le nombre $N_{ref}(t)$ de panneaux à connecter en sortie de l'onduleur.
- Cette donnée est utilisée par l'algorithme de génération des ordres de commande afin de déterminer, à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, quel panneau doit être connecté et quel panneau doit être déconnecté parmi les $N_{modules}$ panneaux/modules. Cet algorithme a pour but de minimiser, pour chaque panneau, l'écart de tension entre V_{PV_i} et V_{opt_i}. Il transmet ensuite les ordres de commande $K_i(t)$ aux modules devant changer d'état. La notation des ordres de commandes est la suivante :
    - $K_i(t) = 0$ signifie que le module n°i est en mode bypass (la tension de sortie du pont en H est nulle)

- $K_i(t) = +1$ signifie que le module n°i est connecté en série positivement (la tension de sortie du pont en H correspondant est positive)
- $K_i(t) = -1$ signifie que le module n°i est connecté en série négativement (la tension de sortie du pont en H correspondant est négative)

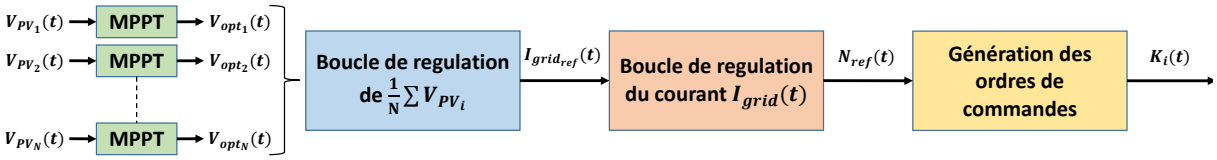


Figure 2.5 - Principe général de la commande de l'onduleur

Le principe général de la commande repose sur une structure de régulation qui contient : des algorithmes MPPT indépendants, deux boucles de régulation en cascade et un algorithme de génération des ordres de commandes. Cette structure permet de déterminer la tension optimale de chaque module, d'asservir la tension de chaque module vers sa tension optimale tout en régulant un courant de sortie en phase avec la tension réseau. Les sections suivantes présenteront en détails les différents blocs de cette structure. L'algorithme MPPT sera cependant présenté dans le chapitre 3.

E. Boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux

Ce paragraphe détaille les éléments de calcul liés à la boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i} et précise le choix du correcteur utilisé. La **Figure 2.6** présente la boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i}.

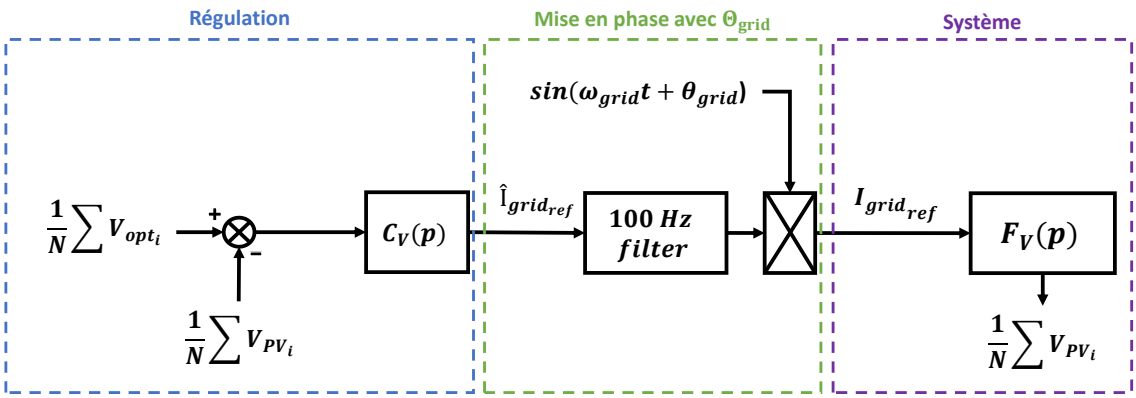


Figure 2.6 – Schéma bloc – Boucle de régulation de la moyenne des tensions V_{PV_i}

La référence de la boucle est la moyenne des tensions optimales $V_{opt_{mean}}$ et la mesure est la moyenne des tensions des panneaux $V_{PV_{mean}}$.

$$\begin{cases} V_{opt_{mean}} = \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{opt_i} \\ V_{PV_{mean}} = \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{PV_i} \end{cases} \tag{6}$$

Cette boucle ne fournit en sortie qu'un seul paramètre, à savoir la référence de courant $I_{grid_{ref}}$, donc elle vise uniquement à annuler l'écart de tension entre la moyenne des tensions des panneaux $V_{PV_{mean}}$ et la moyenne des tensions optimales des panneaux $V_{opt_{mean}}$. C'est un algorithme de génération des ordres de commande qui régule individuellement la tension de chaque panneau vers sa propre tension optimale. Le correcteur se charge de fournir l'amplitude $\hat{I}_{grid_{ref}}$ de la référence de courant $I_{grid_{ref}}$. Cette valeur $\hat{I}_{grid_{ref}}$ est ensuite filtrée par un filtre coupe-bande à 100 Hz afin de supprimer les oscillations naturelles (dues à la conversion DC vers AC) à 100 Hz apportées par les mesures des tensions des panneaux V_{PV_i} . Cette valeur filtrée est multipliée par $\sin(\Theta_{grid}) = \sin(\omega_{grid}.t + \theta_{grid})$ grâce à une Boucle à Verrouillage de Phase (PLL : Phase Locked Loop, en anglais) basé sur un algorithme dq-PLL. L'ensemble de ces éléments permet de fournir une référence de courant $I_{grid_{ref}}(t)$ sinusoïdale et filtrée.

1. Modélisation du système et choix des dynamiques d'évolution des grandeurs régulées

La synthèse du correcteur $C_V(p)$ de la boucle de régulation des tensions des panneaux V_{PV_i} repose sur l'hypothèse suivante : la boucle de régulation du courant I_{grid} est supposée unitaire, c'est-à-dire $I_{grid}(t) = I_{grid_{ref}}(t)$. Cette hypothèse est valable, car la régulation du courant I_{grid} est très rapide devant la vitesse de régulation des tensions panneaux V_{PV_i} (cf. **Figure 2.4**).

Afin de synthétiser les correcteurs, il est nécessaire trouver un modèle mathématique entre la tension moyenne des panneaux solaires $V_{PV_{mean}}$ et le courant I_{grid}. Cependant, la non-linéarité des sources photovoltaïques rend la synthèse des correcteurs très difficile. Ce problème peut être évité en effectuant une linéarisation du modèle autour d'un point d'équilibre. Pour ce faire, le système est supposé stable et les variations de la consigne de tension optimale $V_{opt_{mean}}$ sont supposées faibles autour de ce point d'équilibre. La **Figure 2.7** présente le principe de cette linéarisation. Celle-ci permet de synthétiser des correcteurs de façon simple. Le cas particulier du démarrage du système (donc sans point d'équilibre au départ) sera traité ultérieurement.

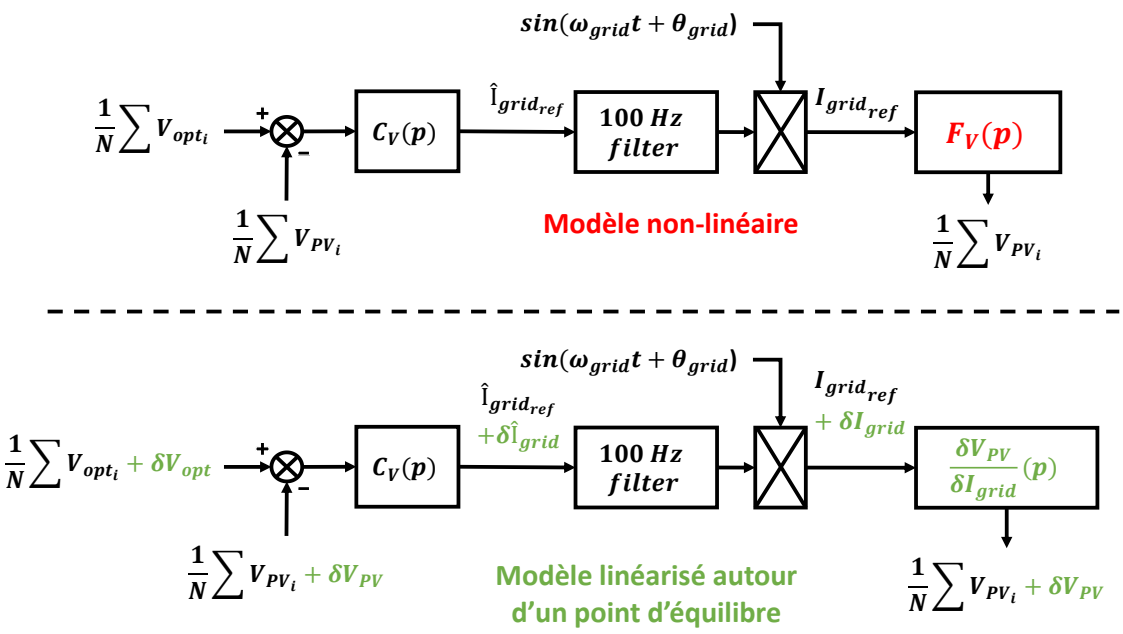


Figure 2.7 - Boucle de régulation des tensions panneaux – Schéma de linéarisation autour d'un point d'équilibre

Le raisonnement mathématique qui va suivre s'applique en régime permanent avec des grandeurs moyennes et RMS, car l'évolution des grandeurs de la boucle de régulation des tensions panneaux est

supposée lente devant l'évolution des grandeurs alternatives ($I_{grid}(t)$, $V_{grid}(t)$, ondulations à 100 Hz de $V_{PV_i}(t)$, …).

Soit :

$$\begin{cases} I_{grid}(t) = I_{grid}.\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}t + \theta_{grid}) & V_{PV_i} = \int_{t_0}^{t_0+T_{grid}} V_{PV_i}(t).dt \\ V_{grid}(t) = V_{grid}.\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}t + \theta_{grid}) & I_{H_i} = \int_{t_0}^{t_0+T_{grid}} I_{H_i}(t).dt \end{cases} \quad (7)$$

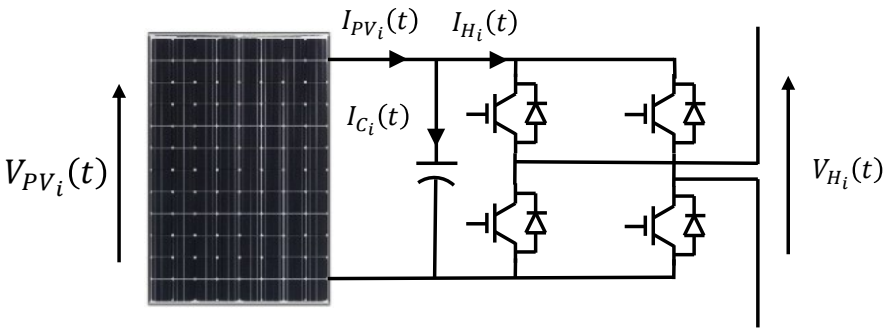


Figure 2.8 – Schéma électrique d'un module

Pour rappel, $I_{H_i}(t)$ représente le courant d'entrée du pont en H du module i (**Figure 2.8**) et I_{H_i} correspond à la valeur moyenne de ce courant sur une période réseau.

Pour simplifier le modèle, le système est supposé uniforme. C'est-à-dire que les panneaux sont soumis à des irradiations et à des températures identiques. Ainsi, en régime permanent, les tensions V_{PV_i} et les courants I_{PV_i} des panneaux sont supposés identiques :

$$\begin{cases} I_{H_i} = I_H & pour\ i \in [1\ N_{modules}] \\ V_{PV_i} = V_{PV} & pour\ i \in [1\ N_{modules}] \end{cases} \quad (8)$$

Le système est supposé à l'équilibre, ce qui est caractérisé par une tension panneau $V_{PV_{eq}}$, un courant d'entrée du pont en H $I_{H_{eq}}$ et un courant de sortie côté réseau $I_{grid_{eq}}$. De plus, les pertes du convertisseur sont négligées afin de simplifier les calculs. Le très bon rendement du convertisseur (> 97%) rend cette hypothèse crédible.

L'objectif de ce paragraphe est de déterminer la fonction de transfert du système $F_V(p) = \frac{\delta V_{PV}}{\delta I_{grid}}$ entre une variation de δV_{PV} (autour de $V_{PV_{eq}}$) et la variation résultante δI_{grid} (autour de $I_{grid_{eq}}$). Ainsi :

$$\begin{aligned} V_{PV} &= V_{PV_{eq}} + \delta V_{PV} \\ I_{grid} &= I_{grid_{eq}} + \delta I_{grid} \end{aligned} \tag{9}$$

Avec $V_{PV_{eq}}$ la valeur moyenne des tensions des panneaux au point d'équilibre, δV_{PV} la variation imposée par la commande autour de ce point d'équilibre, $I_{grid_{eq}}$ le courant de sortie RMS au point d'équilibre et δI_{grid} la variation provoquée par la commande autour de ce point d'équilibre. Les bilans de puissance, à l'équilibre et après variations, s'écrivent :

$$N_{modules}.V_{PV}.I_H = V_{grid}.I_{grid} \tag{10}$$

Le courant I_H d'un module s'écrit comme suit :

$$I_H = I_{PV} + I_C = I_{PV} + C_{PV}.\frac{d}{dt}\left(V_{PV_{eq}} + \delta V_{PV}\right) = I_{PV} + C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} \tag{11}$$

Ainsi, en substituant (9) et (11) dans (10), la puissance produite par l'ensemble des panneaux solaires peut s'écrire :

$$N_{modules}.V_{PV}.I_H = N_{modules}.\left(V_{PV_{eq}}I_{PV} + \delta V_{PV}.I_{PV} + V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} + \delta V_{PV}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt}\right) \tag{12}$$

En injectant (9) et (12) dans (10), on obtient :

$$\begin{aligned} N_{modules}.V_{PV_{eq}}.I_{PV} + N_{modules}.\left(\delta V_{PV}.I_{PV} + V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} + \delta V_{PV}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt}\right) \\ = V_{grid}.I_{grid_{eq}} + V_{grid}.\delta I_{grid} \end{aligned} \tag{13}$$

Cette équation permet de mettre en évidence les composantes constantes et les composantes évolutives lors d'une variation de δV_{PV} autour de son point d'équilibre $V_{PV_{eq}}$. A partir de cette équation, on peut obtenir le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} N_{modules}.V_{PV_{eq}}.I_{PV} = V_{grid}.I_{grid_{eq}} \\ N_{modules}.\left(\delta V_{PV}.I_{PV} + V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\dfrac{d\delta V_{PV}}{dt} + \delta V_{PV}.C_{PV}.\dfrac{d\delta V_{PV}}{dt}\right) = V_{grid}.\delta I_{grid} \end{cases} \tag{14}$$

La composante évolutive de ce système d'équation (deuxième ligne de (14)) nous permet de déterminer la fonction de transfert entre la variation du courant réseau δI_{grid} et la variation de la tension moyenne des panneaux δV_{PV}.

Par ailleurs, δV_{PV} étant supposée faible devant $V_{PV_{eq}}$ il est possible de considérer que :

$$V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} + \delta V_{PV}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} \approx V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} \tag{15}$$

Ainsi, (14) devient :

$$N_{modules}.\left(\delta V_{PV}.I_{PV} + V_{PV_{eq}}.C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt}\right) = V_{grid}.\delta I_{grid} \tag{16}$$

En divisant par $(N_{modules}.V_{PV_{eq}})$, l'équation (16) devient :

$$\frac{I_{PV}}{V_{PV_{eq}}}.\delta V_{PV} + C_{PV}.\frac{d\delta V_{PV}}{dt} = \frac{V_{grid}}{N_{modules}.V_{PV_{eq}}}.\delta I_{grid} \tag{17}$$

La fonction de transfert entre δV_{PV} et δI_{grid} devient alors :

$$F_V(p) = \frac{\delta V_{PV}}{\delta I_{grid}} = \frac{\frac{V_{grid}}{N_{modules}.V_{PV_{eq}}}}{\frac{I_{PV}}{V_{PV_{eq}}} + C_{PV}.p} \tag{18}$$

Cette fonction de transfert permet d'expliquer plusieurs éléments concernant le lien entre δV_{PV} et δI_{grid}. Pour comprendre ce fonctionnement, il faut distinguer deux cas :

- Lorsque $I_{PV} \approx 0$ (au démarrage du système ou en cas de faible irradiation < 100 W/m²), cette fonction de transfert devient : $F_V(p) \approx \frac{V_{grid}}{N_{modules}.V_{PV_{eq}}}.\frac{1}{C_{PV}.p}$. L'énergie absorbée par une variation δI_{grid} du courant réseau provient directement des condensateurs et la variation δV_{PV} provoquée sur la tension des panneaux possède une dynamique d'évolution inversement proportionnelle à la valeur de C_{PV}. Autrement dit, plus C_{PV} est grand, plus la variation de V_{PV} est lente.
- Lorsque $I_{PV} \neq 0$ (en régime permanent avec une irradiation > 100 W/m²), l'évolution de la tension des panneaux solaires est toujours conditionnée par la valeur de C_{PV}. Cependant, cette évolution est ralentie par le courant I_{PV} produit par les panneaux solaires. Ainsi, afin de réguler la tension des panneaux solaires, la commande doit compenser ce courant en appliquant une variation plus importante sur le courant réseau.

Il est important de noter que le système (18) obtenu est non-linéaire. Premièrement, le gain de la fonction de transfert $\frac{V_{grid}}{N_{modules}.V_{PV_{eq}}}$ dépend de $V_{PV_{eq}}$, qui évolue dans le temps. Cependant, ce gain (> 1) n'évolue que très lentement et est toujours compris entre 1 et 1,5. Ainsi, pour simplifier le calcul des correcteurs :

$$F_V(p) \approx \frac{1}{\frac{I_{PV}}{V_{PV_{eq}}} + C_{PV}.p} \tag{19}$$

Par ailleurs, au dénominateur, le terme $\frac{I_{PV}}{V_{PV_{eq}}}$ rend également le système non-linéaire. Cependant, il est possible de définir un cadre dans lequel cette non-linéarité peut être rendue négligeable. En effet, la valeur du condensateur a été déterminée (cf. **Tableau 2-3**) afin de limiter l'ondulation de tension des panneaux solaires à 4% de sa valeur moyenne en conditions optimales (CO : $25°C$; $1000\ Wm^{-2}$) selon la formule suivante :

$$C_{PV} = \frac{I_{MPPT}(CO)}{\frac{4}{100} * V_{MPPT}(CO) * 2 * \omega_{grid}} \tag{20}$$

Ainsi, il s'agit de déterminer ω_{n_V}, la dynamique de régulation de la boucle de tension, telle que :

$$\frac{I_{PV}}{V_{PV_{eq}}} \ll C_{PV}.\omega_{n_V} = \frac{I_{MPPT}(CO)}{\frac{4}{100} * V_{MPPT}(CO) * 2 * \omega_{grid}}.\omega_{n_V} \tag{21}$$

Soit :

$$\omega_{n_V} \gg \frac{8}{100}.\omega_{grid}.\frac{V_{MPPT}(CO)}{V_{PV_{eq}}}.\frac{I_{PV}}{I_{MPPT}(CO)} \tag{22}$$

Etant donné que I_{PV} varie beaucoup plus en fonction de la température et de l'irradiation que $V_{PV_{eq}}$, le pire cas, dans cette équation, correspond à $I_{PV} = I_{MPPT}(CO)$ et donc, à fortiori : $V_{PV_{eq}} = V_{MPPT}(CO)$. Ainsi :

$$\omega_{n_V} > \frac{8}{100}.\omega_{grid} \Rightarrow F_V(p) \approx \frac{1}{C_{PV}.p} \tag{23}$$

Cette limite inférieure ne signifie pas que l'on ne peut pas réguler avec une dynamique plus lente. Cela signifie seulement que lorsqu'on impose, par la régulation, une dynamique ne répondant pas au critère (23), les non-linéarités du système vont apparaître et ralentir la dynamique d'évolution des tensions panneaux. Par ailleurs, étant donné la structure de régulation du convertisseur, la dynamique de régulation des tensions panneaux V_{PV_i} fournit une référence d'amplitude de courant $\hat{I}_{grid_{ref}}$. Le courant réseau évoluant de façon sinusoïdale avec une fréquence f_{grid}, la dynamique d'évolution de l'amplitude du courant doit être telle que : $\omega_{n_V} \ll \omega_{grid}$. Ainsi, la dynamique de régulation des tensions des panneaux répond à la double contrainte suivante :

$$\frac{8}{100}.\omega_{grid} < \omega_{n_V} \ll \omega_{grid} \tag{24}$$

La **Figure 2.9** présente la réponse du système, au démarrage, pour deux variables (la tension des panneaux solaires V_{PV_i} et l'amplitude du courant réseau $\hat{I}_{grid_{ref}}$) en fonction de la dynamique ω_{n_V} imposée sur la régulation de la moyenne des tensions des panneaux solaires. Le correcteur utilisé pour cette simulation est présenté ultérieurement dans ce chapitre. Pour cette courbe, trois valeurs de ω_{n_V} ont été utilisées :

- Pour $\omega_{n_V} = \frac{40}{100}.\omega_{grid}$ (courbe bleue), la condition (24) n'est pas respectée, car la valeur de ω_{n_V} se rapproche trop de ω_{grid}. Ainsi, la dynamique imposée est trop rapide. La régulation de la tension des panneaux solaires est bonne, cependant le courant de démarrage du convertisseur possède de fortes oscillations qui risquent d'endommager les composants du système.
- Pour $\omega_{n_V} = \frac{3}{100}.\omega_{grid}$ (courbe jaune), la condition (24) n'est pas respectée, car la valeur de ω_{n_V} est inférieure à $\frac{8}{100}.\omega_{grid}$. Ainsi, la dynamique imposée est ralentie par les non-linéarités de la fonction de transfert (19). La réponse du système est donc beaucoup plus lente que celle attendue. Le temps de réponse à 5% de la régulation des tensions des panneaux est $t_{5\%} = \frac{5}{w_{n_V}} = 500ms$ (avec un facteur d'amortissement ξ unitaire), or celui-ci est plutôt de 1s dans la simulation.
- Pour $\omega_{n_V} = \frac{10}{100}.\omega_{grid}$ (courbe rouge), la condition (24) est respectée. Les non-linéarités du système sont compensées par la rapidité de la réponse, tout en gardant une certaine lenteur par rapport à l'évolution du courant réseau. Le temps de réponse à 5% attendu est $t_{5\%} = \frac{5}{w_{n_V}} = 160ms$. Cela correspond bien à la réponse en simulation.

<u>Note</u> : la **Figure 2.9** présente les formes d'onde au démarrage du système (lorsque les variations de $V_{PV_{mean}}$ sont les plus fortes). Elles montrent que le modèle est valide même dans le pire cas possible.

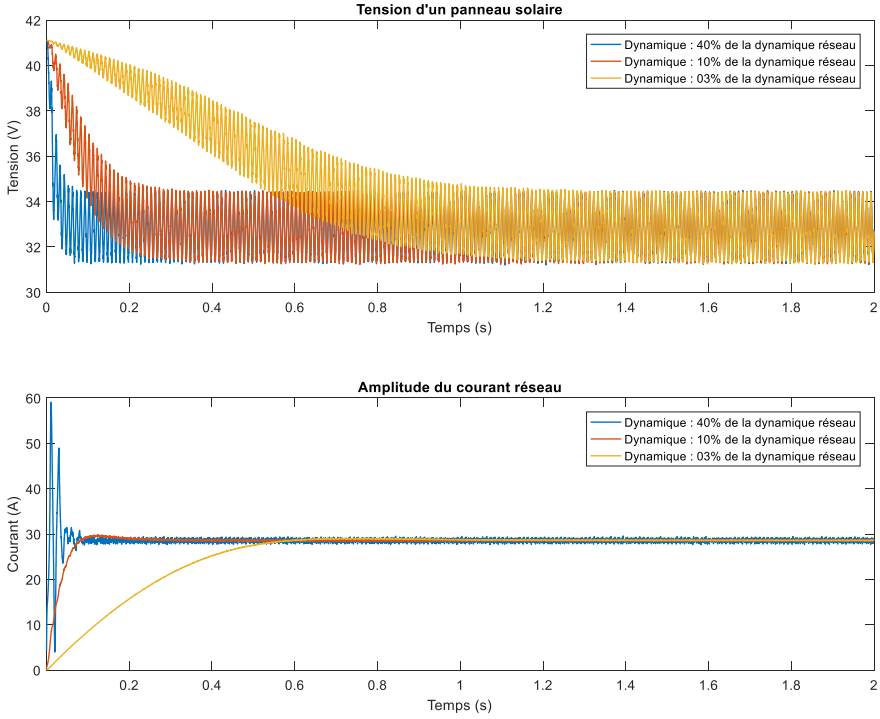


*Figure 2.9 - Evolution de la tension des panneaux solaires et de l'amplitude du courant réseau en fonction de la dynamique de régulation ω_{n_V} (**Simulation**)*

Ce paragraphe a permis de donner un modèle mathématique faisant le lien entre $V_{PV\,mean}$ et I_{grid} :

$$F_{V(p)} = \frac{V_{PV_{mean}}(p)}{I_{grid}(p)} \approx \frac{1}{C_V.p} \tag{25}$$

Avec les hypothèses suivantes :

- Les variations δV_{PV} sont faibles devant V_{PV}
- La dynamique de régulation ω_{n_V} de $V_{PV_{mean}}(p)$ est telle que : $\omega_{n_V} = \frac{10}{100}.\omega_{grid}$

2. Choix du correcteur : Proportionnel-Intégral ou Intégral-Proportionnel

Le correcteur Proportionnel Intégral (PI) est traditionnellement utilisé dans l'état de l'art pour réguler la moyenne des tensions V_{PV_i} [9]. Cependant, le correcteur ajoute un zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée du système régulé, ce qui conduit à une instabilité qui se caractérise par un dépassement. Dans le cas d'une source photovoltaïque, un fort dépassement peut provoquer une baisse rapide de la puissance [10]. Une autre structure de régulation, appelée IP, permet de conserver

la dynamique de régulation d'un correcteur PI tout en supprimant le zéro sur la fonction de transfert en boucle fermée [11]. Cependant, cette structure n'est jamais utilisée (ou présentée) dans les publications scientifiques sur le contrôle des convertisseurs multi-niveaux photovoltaïques. L'objectif de ce paragraphe est de présenter une comparaison entre le correcteur Proportionnel-Intégral (PI) et le correcteur Intégral-Proportionnel (IP). Ces deux structures sont présentées sur le schéma de la **Figure 2.10**.

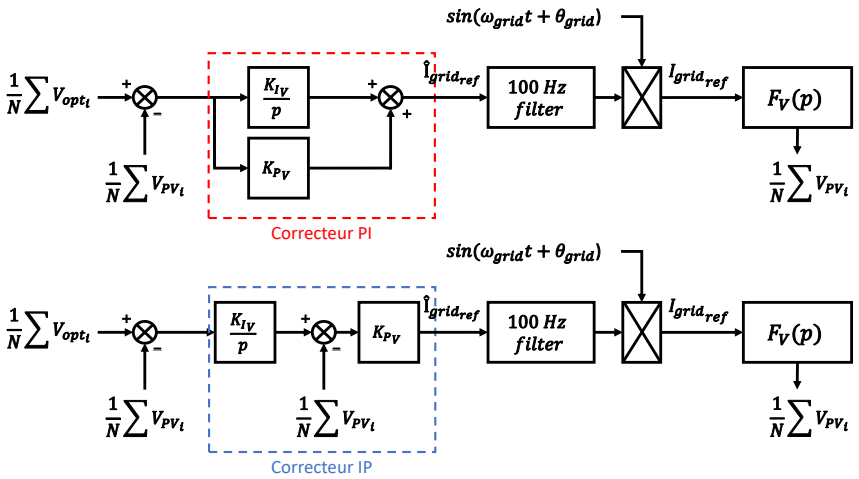


Figure 2.10 - Boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux – Schéma bloc des structures de régulation PI et IP

a. Correcteur Proportionnel-Intégral (PI)

Le correcteur classiquement utilisé pour réguler une grandeur DC ayant une fonction de transfert du premier ordre est un régulateur Proportionnel-Intégral (PI). La fonction de transfert en boucle fermée entre la référence $\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{opt_i}$ et la mesure $\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{PV_i}$ est :

$$FTBF_{PI_V}(p) = \frac{\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{opt_i}(p)}{\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{PV_i}(p)} = \frac{1 + \frac{K_{P_V}}{K_{I_V}}.p}{1 + \frac{K_{P_V}}{K_{I_V}}.p + \frac{C_{PV}}{K_{I_V}}.p^2} \tag{26}$$

Cette fonction de transfert représente un système du deuxième ordre pouvant s'apparenter à l'équation suivante :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \frac{2\xi_V}{\omega_{n_V}}.p + \frac{1}{\omega_{n_V}^2}.p^2} \tag{27}$$

Avec ξ_V, le facteur d'amortissement (sans unité) et ω_{n_V}, la pulsation propre du système non amorti (rad/s). Ainsi, par identification :

$$\begin{cases} K_{P_V} = 2\xi_V C_{PV}\omega_{n_V} \\ K_{I_V} = C_{PV}\omega_{n_V}^2 \end{cases} \tag{28}$$

b. Correcteur Intégral-Proportionnel (IP)

La fonction de transfert en boucle fermée, avec un correcteur IP, entre la référence $\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{opt_i}$ et la mesure $\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{PV_i}$ est :

$$FTBF_{IP_V}(p) = \frac{\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{opt_i}(p)}{\frac{1}{N_{modules}}\sum V_{PV_i}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K_{I_V}}.p + \frac{C_{PV}}{K_{I_V}.K_{p_V}}.p^2} \tag{29}$$

Cette fonction de transfert représente un système du deuxième ordre pouvant s'apparenter à l'équation suivante :

$$FTBF = \frac{T(p)}{1 + \frac{2\xi_V}{\omega_{n_V}}.p + \frac{1}{\omega_{n_V}^2}.p^2} \tag{30}$$

Avec ξ_V, le facteur d'amortissement (sans unité) et ω_{n_V}, la pulsation propre du système non amorti (rad/s). Ainsi, par identification :

$$\begin{cases} K_{P_V} = 2\xi_V C_{PV}\omega_{n_V} \\ K_{I_V} = \frac{\omega_{n_V}}{2\xi_V} \end{cases} \tag{31}$$

c. Comparaison

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) avec un correcteur PI (équation (27)) possède un zéro, contrairement à la FTBF avec un correcteur IP (équation (30)). Ce zéro apporte de l'instabilité (dépassement, oscillations) lors des régimes transitoires.

La **Figure 2.11** présente la réponse du système (tension d'un panneau solaire V_{PV_i} et amplitude du courant réseau $\hat{I}_{grid_{ref}}$) en fonction du correcteur choisi. Les paramètres de régulations sont

identiques pour les deux simulations : $\xi_V = 1$ et $\omega_{n_V} = \frac{10}{100}.\omega_{grid}$. Les deux correcteurs permettent d'atteindre un régime permanent avec une dynamique de réponse à 95% similaire et une erreur statique nulle. Cependant, la présence d'un zéro dans la FTBF avec un correcteur PI provoque un fort dépassement d'environ 30% sur l'amplitude du courant réseau au démarrage, accompagné de fortes oscillations amorties. L'utilisation d'un correcteur IP permet de supprimer ces deux inconvénients. Dans le cadre d'une production photovoltaïque, cela permet d'asservir la tension des panneaux solaires avec précision et stabilité, afin d'éviter de provoquer un effondrement de la puissance photovoltaïque disponible (la courbe Puissance-Tension d'un panneau photovoltaïque possède une forte variabilité autour de son point optimal).

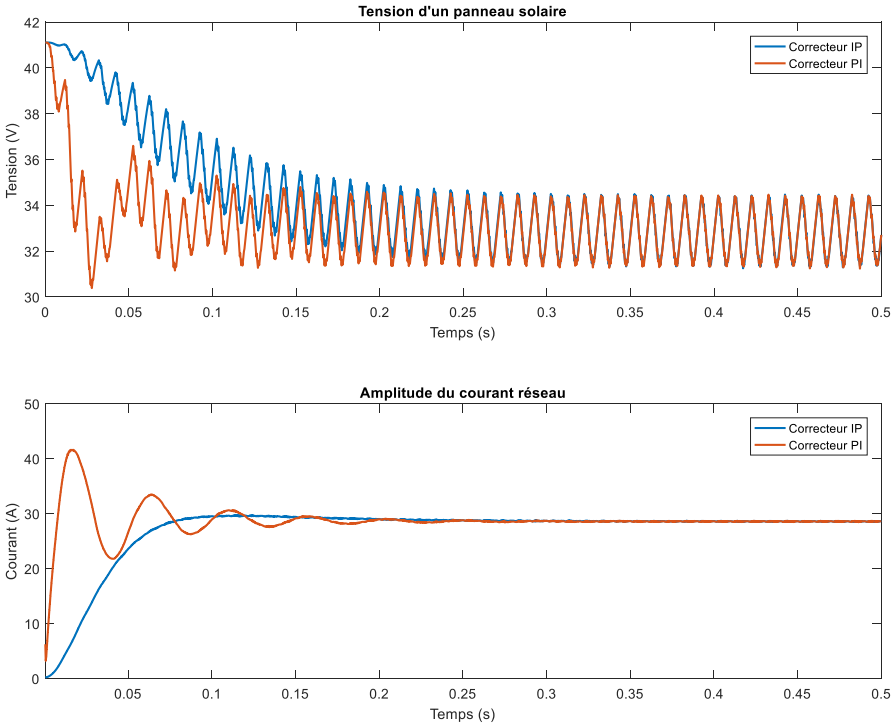


*Figure 2.11 - Comparaison entre les deux régulateurs PI et IP (**Simulation**)*

Ces deux correcteurs ont été implémentés sur le prototype réel (cf. **Figure 2.1**) afin de vérifier la validité du modèle $F_V(p)$ et des paramètres de régulation ξ_V et ω_{n_V}. Pour ce faire, il est nécessaire de passer le correcteur dans le domaine échantillonné afin de pouvoir le programmer sur la cible numérique (STM32F446RE). Pour le correcteur IP, l'équation de régulation, à partir du schéma de la **Figure 2.10**, est :

$$I_{grid_{ref}}(p) = K_{P_V}.\left(\frac{K_{I_V}}{p}\left(\frac{1}{N_{modules}}\sum_i V_{opt_i}(p) - \frac{1}{N_{modules}}\sum_i V_{PV_i}(p)\right) - \frac{1}{N_{modules}}\sum_i V_{PV_i}(p)\right) \quad (32)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{opt_{mean}}(p) = \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{opt_i}(p) \\ V_{PV_{mean}}(p) = \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{PV_i}(p) \\ \varepsilon_{V_{mean}}(p) = \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{opt_i}(p) - \dfrac{1}{N_{modules}} \sum_i V_{PV_i}(p) \end{cases} \tag{33}$$

Soit :

$$I_{grid_{ref}}(p) = \frac{K_{P_V}.K_{I_V}}{p} \varepsilon_{V_{mean}}(p) - K_{P_V}.V_{PV_{mean}}(p) \tag{34}$$

Pour notre application, nous choisissons d'effectuer le passage dans le domaine échantillonné avec la méthode de Tustin $p = \frac{T}{2}.\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$, avec T la période d'échantillonnage (s), afin de garantir que la stabilité dans le domaine continue soit maintenue dans le domaine discret. Ainsi :

$$I_{grid_{ref}}(t_k) = I_{grid_{ref}}(t_{k-1}) + x_{1_{IP}}.\left(\varepsilon_{V_{mean}}(t_k) + \varepsilon_{V_{mean}}(t_{k-1})\right) \tag{35}$$

$$-x_{2_P}.\left(V_{PV_{mean}}(t_k) + V_{PV_{mean}}(t_{k-1})\right)$$

Avec :

$$\begin{cases} x_{1_{IP}} = K_{P_{IP}}.K_{I_{IP}}.\dfrac{T_{sw}}{2} \\ x_{2_{IP}} = K_{P_{IP}} \end{cases} \tag{36}$$

Cette méthode sera appliquée pour l'implémentation de l'ensemble des boucles de régulation sur la cible numérique. Les résultats expérimentaux pour la régulation des tensions panneaux sont présentés sur la **Figure 2.12**. Le premier tracé (du haut) montre les formes d'ondes pour les deux correcteurs (PI et IP) sur la tension d'un panneau solaire $V_{PV_i}(t)$ (les tensions des autres panneaux ont une allure identique). Ces deux courbes sont similaires aux simulations présentées à la **Figure 2.11**. Le second tracé (en bas) montre le courant de sortie de l'onduleur $I_{grid}(t)$ selon le type de correcteur utilisé. Contrairement aux essais en simulation, les courbes présentées sont sinusoïdales (l'amplitude étant une donnée interne au microcontrôleur). Ces relevés expérimentaux montrent le problème du régulateur PI (en rouge) qui crée une excursion élevée du courant $I_{grid}(t)$ au démarrage. La valeur de l'amplitude du courant de référence $\hat{I}_{grid_{ref}}$ est d'ailleurs saturée pour éviter d'endommager le

système. Le régulateur IP, en revanche, parvient à réguler la tension des panneaux sans dépassement sur le courant réseau et avec une dynamique conforme aux calculs.

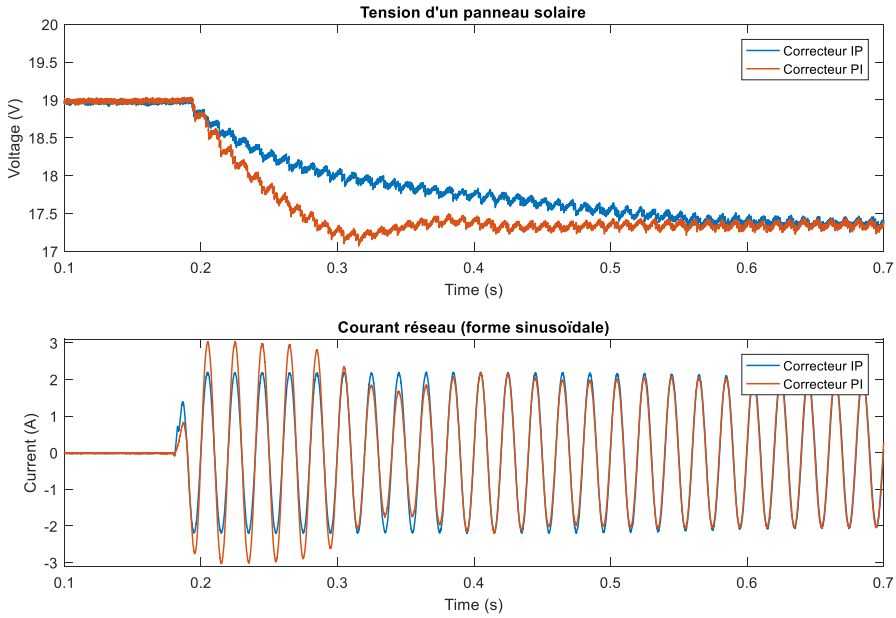


*Figure 2.12 - Comparaison entre les régulateurs PI et IP (**Expérimental**)*

Les calculs de ce paragraphe ont permis de déterminer le correcteur adapté (IP) pour contrôler avec précision et stabilité la moyenne des tensions des panneaux solaires ainsi que de gérer le régime transitoire sans provoquer de sur-courants importants. Les formules de calcul des paramètres de régulation sont fournies en fonction des éléments du système et peuvent être mises à jour en fonction de l'évolution de ces derniers (C_{PV}, ω_{grid}, $N_{modules}$, …).

3. Filtrage à 100 Hz de la référence de courant

Pour rappel, en régime permanent, les tensions V_{PV_i} des modules sont constituées d'une valeur moyenne (régulée autour de la tension optimale V_{opt_i} du panneau solaire) et d'une ondulation à 100Hz [12] dont l'amplitude est limitée (à 4%) par le dimensionnement du condensateur (cf. **Tableau 2-3** au début du chapitre) :

$$V_{PV_i}(t) \approx V_{opt_i}(t) + \Delta V_{PV_i}.\sin\left(2.\omega_{grid}t + \theta_{grid}\right) \tag{37}$$

Il est important de noter que ces oscillations sont en phase avec la tension réseau. Elles proviennent du fait que la puissance instantanée fournie sur le réseau électrique est de la forme $P_{grid}(t) =$

$I_{grid}(t).V_{grid}(t) = 2.I_{grid}.V_{grid}.\sin^2(\omega_{grid}.t)$ tandis que la puissance fournie par chaque module est sensiblement constante $P_{PV_i}(t) = I_{PV_i}(t).V_{PV_i}(t)$. Ainsi, sur une demi-période réseau, les condensateurs placés en parallèle des panneaux stockent le surplus d'énergie lorsque la puissance instantanée du réseau $P_{grid}(t)$ est supérieure à la somme des puissances des panneaux. Ce surplus d'énergie est alors restitué lorsque $P_{grid}(t)$ devient inférieur à la somme des $P_{PV_i}(t)$. Lorsque le système est à l'équilibre, chaque condensateur restitue autant d'énergie qu'il n'en stocke à chaque demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$. Cette variation d'énergie dans les condensateurs provoque une oscillation de la tension $V_{PV_i}(t)$ autour de sa valeur moyenne à la fréquence $2f_{grid} = 100\ Hz$. Etant donné que cette énergie doit être stockée puis restituée, aucune méthode algorithmique ne permet de supprimer cette ondulation sur les tensions V_{PV_i} [12]. Dans le schéma bloc de la boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux (**Figure 2.13**), ces harmoniques peuvent se répercuter sur le reste de la régulation via la mesure des tensions panneaux et il est nécessaire de filtrer les signaux des mesures de tensions afin de ne pas retrouver ces harmoniques sur l'amplitude du courant de référence. Pour ce faire, il est courant d'utiliser un filtre coupe-bande possédant la fonction de transfert suivante :

$$F_{100Hz}(p) = \frac{\hat{I}_{grid_{ref}\,filtre}(p)}{\hat{I}_{grid_{ref}}(p)} = \frac{p^2 + \omega_0^2}{p^2 + \frac{\omega_0}{Q}.p + \omega_0^2} \tag{38}$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 : pulsation\ de\ coupure & \hat{I}_{grid_{ref}\,filtre}(p) : l'ampitude\ filtrée\ du\ courant\ de\ référence \\ Q : facteur\ de\ qualité & \hat{I}_{grid_{ref}}(p) : l'ampitude\ non\ filtrée\ du\ courant\ de\ référence \end{cases}$$

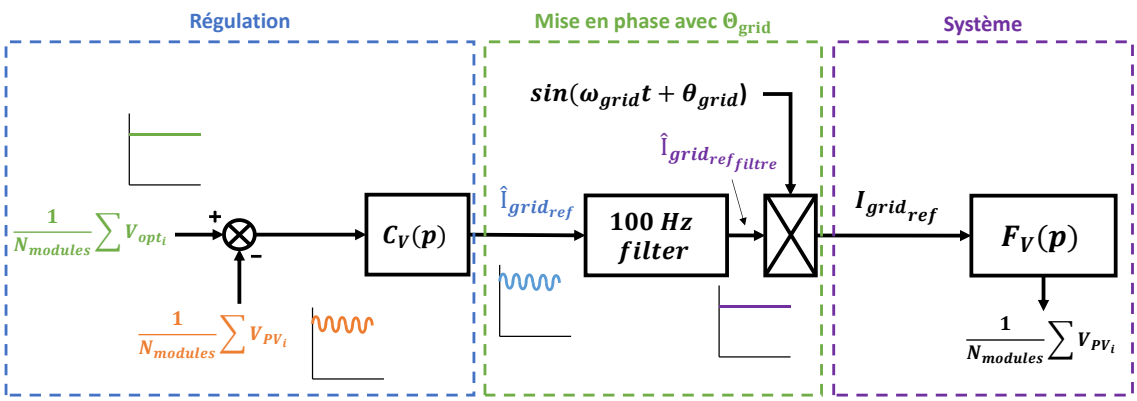


Figure 2.13 - Schéma bloc – Boucle de régulation de la moyenne des tensions V_{PV_i} – Présence des harmoniques à 100Hz

L'implémentation sur la cible numérique s'effectue, de nouveau, avec la méthode de Tustin. L'équation de récurrence obtenue est la suivante :

$$S(t_k) = E(t_k).n_0 + E(t_{k-1}).n_1 + E(t_{k-2}).n_2 - S(t_{k-1}).d_1 + S(t_{k-2}).d_2 \tag{39}$$

Avec :

$$\begin{cases} n_0 = d_0.\left(\frac{4}{T^2} + \omega_0^2\right) & d_0 = \frac{1}{\frac{4}{T^2} + \omega_0^2 + \frac{4.Q.\omega_0}{T}} \\ n_1 = d_0.\left(\frac{-8}{T^2} + 2.\omega_0^2\right) & d_1 = d_0.\left(\frac{-8}{T^2} + 2.\omega_0^2\right) \\ n_2 = d_0.\left(\frac{4}{T^2} + 2.\omega_0^2\right) & d_2 = d_0.\left(\frac{4}{T^2} + 2.\omega_0^2 - \frac{4.Q.\omega_0}{T}\right) \end{cases} \tag{40}$$

La pulsation de coupure est réglée sur $2f_{grid} = 100\ Hz$, soit : $\omega_0 = 628\ rad.s^{-1}$. Le choix du facteur de qualité est un compromis entre la sélectivité du filtrage et la dynamique de $\hat{I}_{grid_{ref}}$. Lorsque Q augmente, le filtrage de $\hat{I}_{grid_{ref}}$ est meilleur, mais sa dynamique est ralentie. Le premier tracé (en haut) de la **Figure 2.14** présente les formes d'ondes du courant $\hat{I}_{grid_{ref}}$ avec le filtrage en fonction du facteur de qualité Q. Pour $Q = 0.1$ (bleu), le filtrage est insuffisant, car durant la phase transitoire, les ondulations à 100Hz apparaissent clairement. A l'inverse, pour $Q = 10$ (jaune), les ondulations sont supprimées, mais le système est légèrement déstabilisé (apparition d'un dépassement et ralentissement au démarrage). Enfin, pour $Q = 1$ (rouge), l'évolution de $\hat{I}_{grid_{ref}}$ reste stabilisée avec suppression complète des harmoniques. Ainsi, il convient de conserver un facteur de qualité de cet ordre de grandeur afin de ne pas altérer le fonctionnement du système (compromis entre le retard apporté par le filtrage et la réduction des harmoniques à 100Hz). Le second tracé (en bas) de la **Figure 2.14** présente l'amplitude du courant réseau avec (rouge pointillé) et sans (bleu) filtrage. Sans filtrage, les ondulations à 100 Hz sur le courant réseau sont très importantes. Expérimentalement, cette comparaison est impossible à faire, car, sans filtrage, la commande du système oscille beaucoup trop et le convertisseur se met en défaut (coupure de la commande automatisée par précaution) très rapidement à cause d'une surintensité.

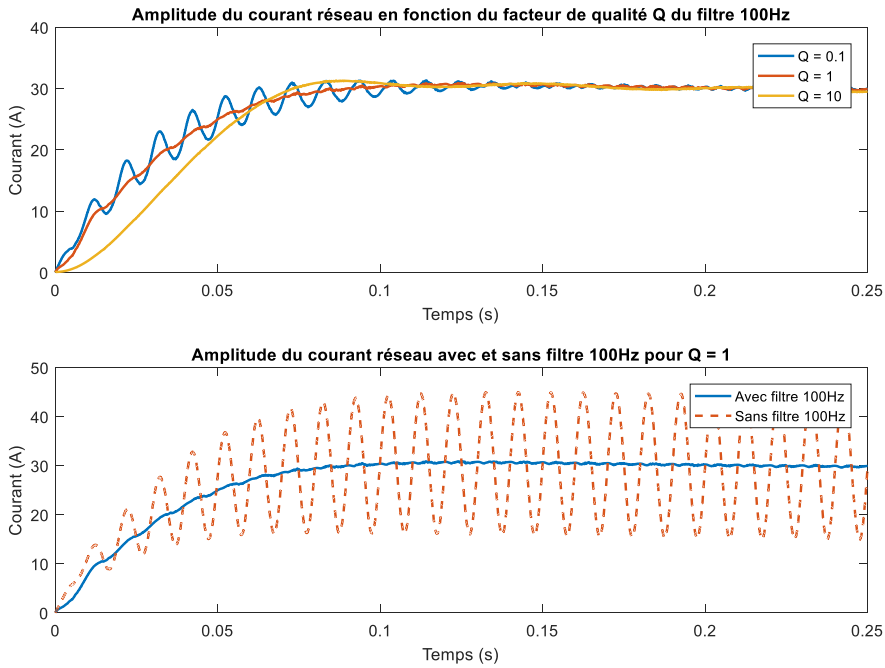


*Figure 2.14 - Filtrage à 100Hz – Comparaison des réponses en fonction du facteur de qualité Q (**Simulation**)*

4. Boucle à verrouillage de phase (PLL) : dq-PLL

La boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i} fournit une référence d'amplitude de courant $\hat{I}_{ref_{grid_{filtre}}}$ qui doit ensuite être rendue sinusoïdale et en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t) = \hat{V}_{grid}.\sin(\omega_{grid}.t + \theta_{grid})$. Ainsi, il convient de calculer, en temps réel et avec une bonne précision (pour éviter d'introduire du déphasage), la phase du réseau θ_{grid}. Pour ce faire, un algorithme dq-PLL est utilisé à partir de la mesure de la tension réseau $V_{grid}(t)$, échantillonnée à la fréquence de commutation f_{sw}. Le schéma de principe est présenté sur la **Figure 2.15**.

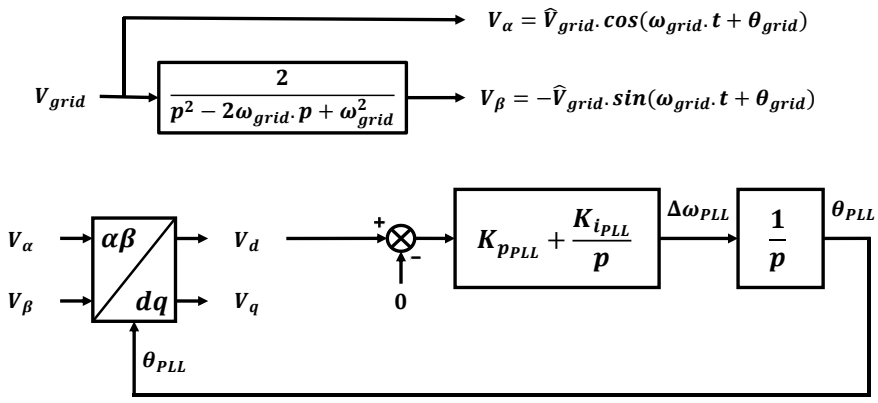


Figure 2.15 - Algorithme dq-PLL - Schéma de principe

La détermination de la phase du réseau θ_{grid} commence par la création d'un repère $\alpha\beta$ constitué de tensions en quadrature. L'une de ses tensions (V_α) est la tension du réseau V_{grid} et l'autre (V_β) est la tension du réseau déphasée de $\frac{\pi}{2}$ à l'aide d'un filtre passe-bande. Cette dernière est calculée à partir de la connaissance de la fréquence du réseau f_{grid} ($\omega_{grid} = 2\pi f_{grid}$). La transformée dq vers $\alpha\beta$ (aussi appelée transformée de Park) permet de supprimer le caractère oscillant des tensions V_α et V_β en effectuant une rotation d'angle θ_{PLL}. Les calculs de la transformée sont les suivants :

$$\begin{cases} V_d = +V_\alpha.\cos(\omega_{grid}t + \theta_{PLL}) + V_\beta.\sin(\omega_{grid}t + \theta_{PLL}) = \hat{V}_{grid}.\sin(\theta_{PLL} - \theta_{grid}) \\ V_q = -V_\alpha.\sin(\omega_{grid}t + \theta_{PLL}) + V_\beta.\cos(\omega_{grid}t + \theta_{PLL}) = \hat{V}_{grid}.\cos(\theta_{PLL} - \theta_{grid}) \end{cases} \quad (41)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_\alpha = +\hat{V}_{grid}.\cos(\omega_{grid}.t + \theta_{grid}) \\ V_\beta = -\hat{V}_{grid}.\sin(\omega_{grid}.t + \theta_{grid}) \end{cases} \quad (42)$$

L'objectif de l'algorithme dq-PLL est d'obtenir :

$$\theta_{PLL} = \theta_{grid} \Leftrightarrow V_d = 0 \quad (43)$$

La boucle de régulation utilise un correcteur Proportionnel-Résonnant (PI), ce qui permet de réguler la valeur de V_d vers 0. Le correcteur fournit une variation de pulsation $\Delta\omega_{PLL}$ (en $rad.s^{-1}$) qui est intégrée afin d'obtenir la phase θ_{PLL}. Cette dernière est injectée dans la transformée de Park. Lorsque la valeur de θ_{PLL} se stabilise vers θ_{grid} alors $V_d = 0$. D'après l'équation (41) et la **Figure 2.15**, la fonction de transfert en boucle fermée entre θ_{PLL} et θ_{grid} est :

$$H_{\theta_{BF}}(p) = \frac{\theta_{PLL}}{\theta_{grid}} = \frac{1 + \frac{K_{p_{PLL}}}{K_{I_{PLL}}} p}{1 + \frac{K_{p_{PLL}}}{K_{I_{PLL}}} p + \frac{1}{K_{p_{PLL}} \hat{V}_{grid}} p^2} \tag{44}$$

L'identification de cette fonction à un système du deuxième ordre donne :

$$H_{\theta_{BF}}(p) = \frac{F(p)}{1 + \frac{2\xi_{PLL}}{\omega_{n_{PLL}}} p + \frac{p^2}{\omega_{n_{PLL}}^2}} \tag{45}$$

Avec :

$$\begin{cases} K_{P_{PLL}} = \dfrac{2\xi_{PLL}\omega_{n_{PLL}}}{\hat{V}_{grid}} \\ K_{I_{PLL}} = \dfrac{\omega_{n_{PLL}}^2}{\hat{V}_{grid}} \end{cases} \tag{46}$$

Le système $H_{\theta_{BF}}(p)$ étant du second ordre, sa bande passante est :

$$\omega_{bp} = \omega_{n_{PLL}} \sqrt{|2\xi^2 - 1| + \sqrt{|\xi^4 - 4\xi^2 + 2|}} \tag{47}$$

Etant donné que l'algorithme est utilisé pour de la production d'énergie sur un réseau électrique dont la fréquence peut légèrement varier, il convient de chercher à obtenir une réponse rapide avec un dépassement limité ce qui correspond à :

$$\begin{cases} \xi_{PLL} = 0.707 \\ \omega_{bp} = \omega_{n_{PLL}} \end{cases} \tag{48}$$

La bande passante ω_{bp} est choisie de façon à retrouver la phase du réseau en une période réseau donc :

$$\omega_{bp} = \omega_{n_{PLL}} = \omega_{grid} \tag{49}$$

La **Figure 2.16** présente la composante sinusoïdale de la tension réseau, calculée par l'algorithme dq-PLL au démarrage du système.

A $t = 0\ s$, l'algorithme démarre de manière aléatoire (phase non nulle), comme un onduleur qui se connecte au réseau électrique. La tension réseau V_{grid} (en haut) et la phase réseau θ_{grid} (en bas) sont en bleus. La composante sinusoïdale $\sin(w_{grid}t + \theta_{PLL})$ (en haut), qui servira pour la référence de courant $I_{grid_{ref}}$, et la phase θ_{PLL} sont en rouge. En une période réseau (20ms), l'algorithme dq-PLL a

déterminé la phase du réseau et recrée une composante sinusoïdale en phase avec la tension réseau V_{grid}.

A $t = 0.5\ s$, une variation instantanée de la phase réseau est simulée (ce qui peut arriver durant un creux de tension) et la dq-PLL parvient parfaitement à se stabiliser de nouveau. Il est important de noter que le dépassement (25% sur le démarrage et 21% sur la variation de phase) provient du retard causé par le calcul de V_β et qui ne peut être réduit. De plus, la présence d'un zéro sur la fonction de transfert en boucle fermée $H_{\theta_{BF}}(p)$ ajoute un dépassement supplémentaire. Cependant, les résultats obtenues par simulation sont parfaitement adaptés au fonctionnement d'un onduleur sur le réseau électrique.

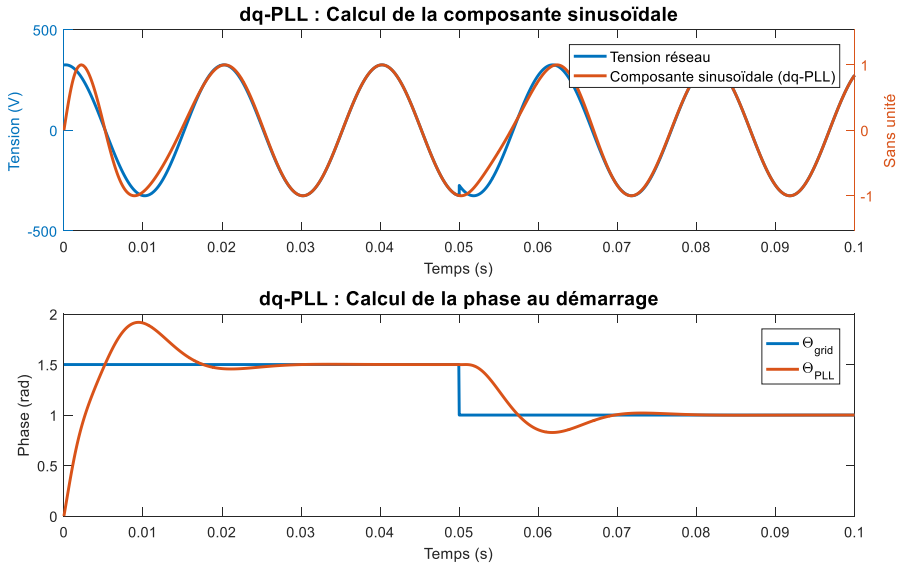


*Figure 2.16 - Algorithme dq-PLL - Calcul de la phase (**Simulation**)*

Le calcul de la composante sinusoïdale sur le prototype expérimental est présenté sur la **Figure 2.17** (seul la réponse au démarrage est mesurée). La tension réseau V_{grid} (jaune) n'est pas parfaitement sinusoïdale. Les harmoniques présentes sur celle-ci dépendent des équipements connectés proches du point de mesure. Cependant, l'algorithme dq-PLL ne s'applique que sur le fondamental (50 Hz) du signal. Ainsi, la présence d'harmoniques ne pose aucun problème concernant la détermination de la phase (du fondamental). Les résultats expérimentaux sont identiques à ceux présentés en simulation : l'algorithme détermine la phase en une période réseau puis se stabilise sans oscillations.

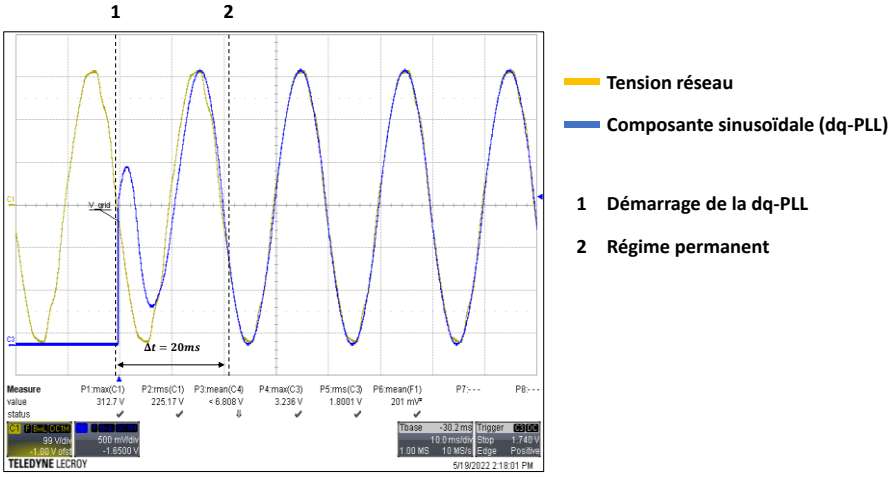


*Figure 2.17 - Algorithme dq-PLL - Calcul de la phase (**Expérimental**)*

Dans notre application, la boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i} utilise un correcteur IP afin de limiter les dépassements sur le courant de sortie I_{grid} et sur les tensions panneaux V_{PV_i} . Cette boucle fournit une référence d'amplitude de courant qui est, par la suite, filtrée à l'aide d'un filtre réjecteur centré sur la fréquence des ondulations à 100 Hz issues des mesures des tensions V_{PV_i}. Pour finir, cette référence est rendue sinusoïdale et en phase avec la tension réseau V_{grid} grâce à un algorithme dq-PLL. La section suivante aborde la boucle de régulation du courant de sortie I_{grid} sur la consigne $I_{grid_{ref}}$.

F. Boucle de régulation du courant réseau

L'objectif de la boucle de régulation du courant réseau est d'asservir le courant $I_{grid}(t)$ à sa référence sinusoïdale $I_{grid_{ref}}(t)$, précédemment établie par la boucle de régulation de la moyenne des tensions panneaux. La boucle de régulation du courant réseau doit fournir en sortie la variable $N_{ref}(t)$ correspondant au nombre de panneaux devant être connectés en série à l'instant t. Un algorithme de tri est ensuite chargé de choisir les panneaux qui doivent être connectés (ou déconnectés) en fonction de l'évolution de $N_{ref}(t)$ et des tensions panneaux $V_{PV_i}(t)$ de chaque panneau par rapport à leurs tensions optimales $V_{opt_i}(t)$.

1. Modélisation du système et principe de linéarisation

Afin de déterminer les paramètres du correcteur de la boucle de régulation du courant réseau $I_{grid}(t)$, il est nécessaire, dans un premier temps, d'expliciter la fonction de transfert $F_I(p)$ entre le courant réseau $I_{grid}(p)$ et le nombre de modules connectés $N_{ref}(p)$.

Dans le domaine temporel, $N_{ref}(t)$ est défini tel que : $N_{ref}(t) = \sum_i |K_i(t)|$ avec

- $K_i(t) = 0$ si le module i est en mode bypass : $V_{H_i}(t) = 0$
- $K_i(t) = +1$ si le module i est connecté positivement : $V_{H_i}(t) = +V_{PV_i}(t)$
- $K_i(t) = -1$ si le module i est connecté négativement : $V_{H_i}(t) = -V_{PV_i}(t)$

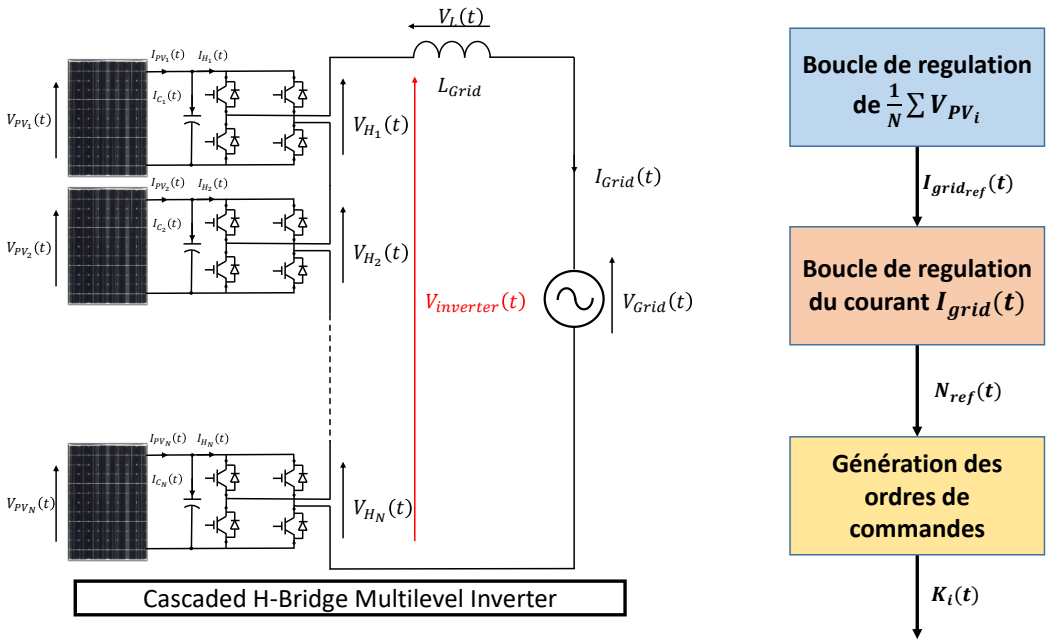


Figure 2.18 - Schéma de la topologie CHBMLI et des grandeurs à contrôler

A partir du schéma de la topologie (**Figure 2.18**), il est possible de mettre en évidence une équation faisant le lien entre les deux grandeurs $I_{grid}(t)$ et $N_{ref}(t)$:

$$V_{inverter}(t) = \sum_i V_{PV_i}(t).K_i(t) = L_{grid}.\frac{dI_{grid}(t)}{dt} + r_L.I_{grid}(t) + V_{grid}(t) \qquad (50)$$

Où r_L est la résistance (Ω) série de l'inductance (non affichée sur le schéma).

Pour simplifier la mise au point du correcteur, les tensions moyennes des panneaux sont supposées identiques :

$$\sum_i V_{PV_i}(t).K_i(t) = N_{ref}(t).\frac{1}{N_{modules}}\sum_i V_{PV_i}(t) = N_{ref}(t).V_{PV_{mean}}(t) \tag{51}$$

La transformée de Laplace de cette équation est :

$$I_{grid}(p) = \frac{1}{L_{grid}.p + r_L}.\left(N_{ref}(p).V_{PV_{mean}}(p) - V_{grid}(p)\right) \tag{52}$$

Le système défini entre les grandeurs $I_{grid}(p)$ et $N_{ref}(p)$ est non-linéaire. En effet, la tension réseau $V_{grid}(p)$ agit comme une perturbation sinusoïdale et le choix du nombre $N_{ref}(p)$ de panneaux solaires à connecter dépend de la tension moyenne de ces panneaux $V_{PV_{mean}}(p)$. Cependant, ces grandeurs sont connues, car mesurées par le système. Il est donc possible d'intégrer dans la commande un bloc de compensation de ces perturbations afin de linéariser le système et, ainsi, calculer de façon analytique les correcteurs à mettre en place [13]. Ce bloc, ainsi que le schéma complet de la boucle de régulation du courant réseau I_{grid} sont représentés sur la **Figure 2.19**. La fonction de transfert entre la sortie du correcteur $Out_{R_I}(p)$ et le courant réseau $I_{grid}(p)$ devient :

$$\frac{I_{grid}(p)}{Out_{R_I}(p)} = \frac{1}{L_{grid}.p + r_L} \tag{53}$$

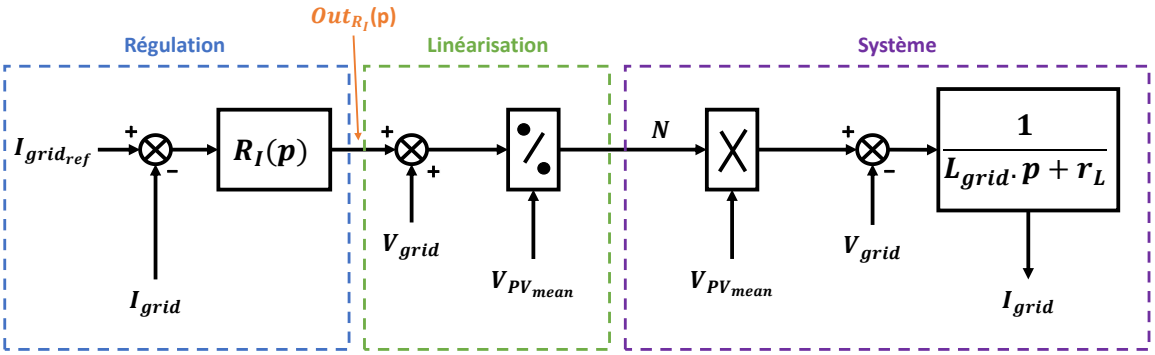


Figure 2.19 – Schéma bloc – Boucle de régulation du courant réseau $I_{grid}(t)$

La modélisation du système avec un bloc de linéarisation permet de définir la fonction de transfert entre la référence fournie par le correcteur $Out_{R_I}(p)$ et la mesure du courant $I_{grid}(p)$ en entrée de la boucle de régulation. La section suivante présente le choix du type de correcteur ainsi que la synthèse de ces paramètres.

2. Choix du correcteur de la boucle de régulation du courant réseau I_{grid}

En opérant cette linéarisation, la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) devient :

$$FTBF_I(p) = \frac{I_{grid}(p)}{I_{grid_{ref}}(p)} = \frac{\frac{R_I(p)}{L_{grid}.p + r_L}}{1 + \frac{R_I(p)}{L_{grid}.p + r_L}} \tag{54}$$

Le choix du correcteur $R_I(p)$ doit permettre de réguler $I_{grid}(p)$ sur la consigne $I_{grid_{ref}}(p)$ qui est une grandeur sinusoïdale. Cette régulation doit en outre éviter toute erreur de traînage. Dans la littérature scientifique, de nombreux articles utilisent un correcteur Proportionnel-Intégral (PI) classique afin de réguler avec une précision relativement bonne [1,8,14]. Dans ces publications portant sur les convertisseurs CHBMLI, la fréquence de commutation (et d'échantillonnage) est généralement faible (autour de 5kHz) pour les prototypes expérimentaux et la précision de la régulation du correcteur PI n'est jamais détaillée. D'autres publications proposent d'utiliser un correcteur Proportionnel-Résonnant (PR). Par exemple, Cha et al. [15] ont mis en avant la pertinence de ce correcteur pour des applications photovoltaïques ayant des fréquences d'échantillonnage inférieure à 10kHz. Les auteurs précisent que ce type de correcteur est très adapté pour les régulations sinusoïdales de fréquence connue (ici 50 Hz), car la fonction de transfert du correcteur PR peut être paramétrée pour avoir un gain infini à cette fréquence [16]. Cependant, la mise en œuvre de ce correcteur est plus complexe et plus difficile à stabiliser. L'objectif de ce paragraphe est d'effectuer une comparaison mathématique des performances proposées par ces deux correcteurs pour la régulation du courant réseau $I_{grid}(t)$ avec une fréquence de commutation f_{sw} de 20kHz. Une synthèse paramétrique des deux correcteurs est également présentée.

a) Correcteur Proportionnel-Intégral (PI)

Le correcteur Proportionnel-Intégral (PI) se présente sous la forme suivante :

$$R_I(p) = K_{P_I} + \frac{K_{I_I}}{p} \tag{55}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) devient :

$$FTBF_I(p) = \frac{I_{grid_{ref}}(p)}{I_{grid}(p)} = \frac{\frac{R_I(p)}{L_{grid}.p + r_L}}{1 + \frac{R_I(p)}{L_{grid}.p + r_L}} = \frac{1 + \frac{K_{P_I}}{K_{I_I}}.p}{1 + \frac{r_L + K_{P_I}}{K_{I_I}}.p + \frac{L_{grid}}{K_{I_I}}.p^2} \tag{56}$$

La synthèse de correcteur s'effectue par identification à un système du deuxième ordre :

$$\begin{cases} K_{P_I} = 2\xi_I L_{grid}\omega_{n_I} - r_L \\ K_{I_I} = L_{grid}\omega_{n_I}^2 \end{cases} \tag{57}$$

Avec ξ_I, le facteur d'amortissement (sans unité) et ω_{n_I}, la pulsation propre du système non amorti (rad/s).

La référence de courant étant sinusoïdale, il est nécessaire de calculer l'erreur statique en régime permanent. Cette valeur est fournie par l'équation suivante :

$$\varepsilon(p) = I_{grid_{ref}}(p) - I_{grid}(p) \tag{58}$$

Avec

$$I_{grid_{ref}}(t) = \hat{\mathrm{I}}_{grid_{ref}}.\sin(\omega_{grid}t) \quad \Leftrightarrow \quad I_{grid_{ref}}(p) = \hat{\mathrm{I}}_{grid_{ref}}.\frac{\omega_{grid}}{p^2 + \omega_{grid}^2} \tag{59}$$

Le calcul de cette erreur donne :

$$\varepsilon(p) = \hat{\mathrm{I}}_{grid_{ref}}.\left(\frac{r_L.\omega_{grid}}{K_{I_I}}\right).\left(\frac{p}{p^2 + \omega_{grid}^2}\right).\left(\frac{1 + \frac{L_{grid}}{r_L}.p}{1 + \frac{r_L + K_{p_I}}{K_{I_I}}.p + \frac{L_{grid}}{K_{I_I}}p^2}\right) \tag{60}$$

Cette formule montre que l'erreur statique en régime permanent n'est pas nulle car l'expression fait apparaître le terme $\frac{p}{p^2+\omega_{grid}^2}$ qui correspond, dans le domaine temporel, à une allure de cosinus à la fréquence ω_{grid}. Il s'agit d'une erreur de traînée. La transformée inverse de Laplace permet de fournir l'expression temporelle de $\varepsilon(t)$ en régime permanent :

$$\varepsilon(t) = \hat{\mathrm{I}}_{grid_{ref}}.K_\varepsilon.\cos(\omega_{grid}t + \Phi) \tag{61}$$

Avec :

$$K_{\varepsilon} = \frac{r_L.\omega_{grid}}{K_{I_I}}.\frac{\sqrt{1+\left(\frac{L_{grid}}{r_L}\omega_{grid}\right)^2}}{\sqrt{\left(1-\frac{L_{grid}}{K_{I_I}}\omega_{grid}^2\right)^2+\left(\frac{r_L+K_{p_I}}{K_{I_I}}\omega_{grid}\right)^2}} \approx \frac{r_L.\omega_{grid}}{L_{grid}.\omega_{n_I}^2}.\sqrt{1+\left(\frac{L_{grid}}{r_L}\omega_{grid}\right)^2} \quad (62)$$

La **Figure 2.20** montre l'amplitude $K_{\varepsilon}(\omega_{n_I})$ (en pourcentage) de l'erreur de suivi de consigne du courant de sortie en fonction de la fréquence échantillonnage (prise égale à la fréquence de commutation f_{sw}) avec $\omega_{n_I} = 2\pi\sqrt{f_{grid}.f_{sw}}$. Dans l'état de l'art, les prototypes de CHBMLI photovoltaïque ont généralement des fréquences d'échantillonnage (et de commutation) autour des 2kHz [17]. Cette limite de fonctionnement semble être une limite physique des éléments de pilotages du convertisseur (bien que cela ne soit pas clairement explicité dans ces articles). Ainsi, l'augmentation de la fréquence d'échantillonnage (et de commutation) permet de réduire fortement l'erreur de suivi de consigne d'un correcteur PI. Il est également à noter que pour une fréquence d'échantillonnage de 2kHz, le correcteur PI ne permet pas d'obtenir un facteur de puissance unitaire (courant réseau $I_{grid}(t)$ en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t)$). De plus, la tension du réseau électrique $V_{grid}(t)$ n'est jamais purement sinusoïdale. En effet, les nombreux équipements connectés au réseau (particulièrement pour les applications photovoltaïques résidentielles) génèrent des harmoniques sur la tension réseau (exemple sur la **Figure 2.17** avec la forme d'onde de la tension réseau $V_{grid}(t)$ sur laquelle a été raccordé le prototype de la thèse). L'augmentation de la fréquence d'échantillonnage permet de conserver un facteur de puissance unitaire, même en cas de tension réseau polluée par des harmoniques.

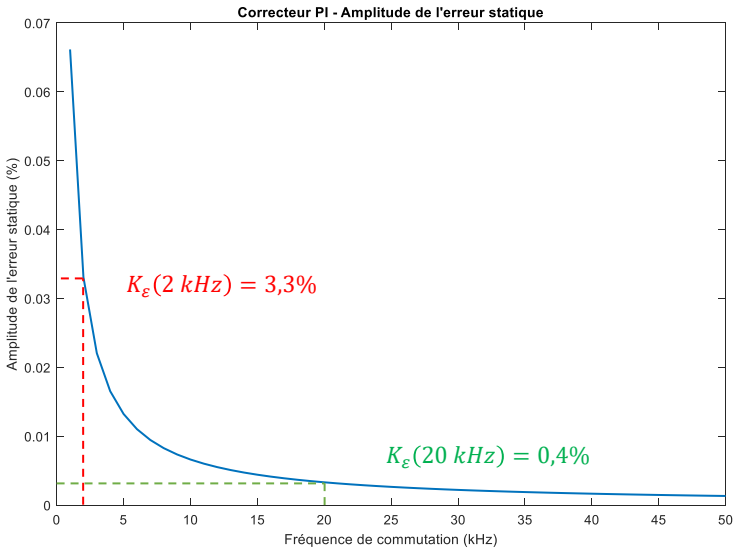


*Figure 2.20 - Boucle de régulation du courant réseau - Correcteur PI - Amplitude de l'erreur statique (**Simulation**)*

La prochaine section présente un travail identique, à celui présenté ci-dessus, pour le correcteur Proportionnel-Résonnant (PR) afin de pouvoir comparer, par la suite, ces deux correcteurs.

b) Correcteur Proportionnel-Résonnant (PR)

Le correcteur Proportionnel-Résonnant (PR) se présente sous la forme suivante :

$$R_I(p) = K_{P_I} + \frac{K_{I_I}.p}{p^2 + \omega_r} \tag{63}$$

L'intérêt du correcteur résonnant apparaît lorsque la consigne d'entrée est une grandeur sinusoïdale. Le correcteur est paramétré avec une pulsation de résonnance ω_r égale à la pulsation de la grandeur à réguler ω_{grid} (ici, la pulsation de la tension réseau $V_{grid}(t)$) :

$$\omega_r = \omega_{grid} \tag{64}$$

La fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) devient :

$$FTBF_I(p) = \frac{I_{grid_{ref}}(p)}{I_{grid}(p)} = \frac{K_{P_I}}{K_{P_I} + r_L} . \frac{1 + \frac{K_{I_I}}{K_{P_I}.\omega_r^2}.p + \frac{1}{\omega_r^2}.p^2}{1 + \frac{K_{I_I} + L_{grid}.\omega_r^2}{\omega_r^2.(K_{P_I} + r_L)}.p + \frac{1}{\omega_r^2}.p^2 + \frac{L_{grid}}{\omega_r^2.(K_{P_I} + r_L)}.p^3} \tag{65}$$

La synthèse du correcteur Proportionnel-Résonnant (PR) s'effectue par l'application du critère de Naslin sur le polynôme caractéristique [18,19]:

$$\begin{aligned} P_I(p) &= p^3 + \frac{K_{P_I} + r_L}{L_{grid}}.p^2 + \left(\frac{K_{I_I} + \omega_r^2.L_{grid}}{L_{grid}}\right).p + \frac{\omega_r^2.\left(K_{P_I} + r_L\right)}{L_{grid}} \\ &= a_3.p^3 + a_2.p^2 + a_1.p + a_0 \end{aligned} \tag{66}$$

Ce critère de stabilité stipule que :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \dfrac{a_1^2}{a_0.a_2} = \dfrac{\left(\dfrac{K_{I_I} + \omega_r^2.L_{grid}}{L_{grid}}\right)^2}{\left(\dfrac{\omega_r^2.\left(K_{P_I} + r_L\right)}{L_{grid}}\right).\left(\dfrac{K_{P_I} + r_L}{L_{grid}}\right)} \\ \alpha_2 = \dfrac{a_2^2}{a_1.a_3} = \dfrac{\left(\dfrac{K_{P_I} + r_L}{L_{grid}}\right)^2}{\left(\dfrac{K_{I_I} + \omega_r^2.L_{grid}}{L_{grid}}\right).1} \\ \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha \end{cases} \tag{67}$$

Ainsi :

$$\begin{cases} K_{P_I} = \alpha^{\frac{3}{2}}.L_{grid}.\omega_r - r_L \\ K_{I_I} = (\alpha^2 - 1).L_{grid}.\omega_r \\ \alpha = 4\xi_I^2 \end{cases} \tag{68}$$

Avec $\omega_r = \omega_{grid}$ $(rad.s^{-1})$ et ξ_I, le facteur d'amortissement (sans unité).

L'erreur de suivi de consigne en régime permanent est :

$$\varepsilon(p) = I_{grid_{ref}}(p) - I_{grid}(p) \tag{69}$$

Soit :

$$\varepsilon(p) = \frac{\omega_{grid}.r_L}{\left(K_p + r_L\right).\omega_{grid}^2} \frac{\omega_{grid}.r_L.\left(1 + \dfrac{L_{grid}}{r_L}.p\right)}{1 + \dfrac{\left(K_i + L_{grid}.\omega_{Grid}^2\right)}{\left(K_p + r_L\right).\omega_{grid}^2}.p + \dfrac{1}{\omega_{grid}^2}.p^2 + \dfrac{L_{grid}}{\left(K_p + r_L\right).\omega_{grid}^2}.p^3} \tag{70}$$

Par application du théorème de la valeur finale :

$$\varepsilon_{finale} = \lim_{p \to 0} p.\varepsilon(p) = 0 \tag{71}$$

Avec le régulateur PR, l'erreur de suivi de consigne en régime permanent s'annule. Pour ces raisons, ce correcteur présente un avantage important lorsque la fréquence d'échantillonnage est faible (quelques kHz). Cela permet de s'assurer que le correcteur va réussir à suivre une consigne sinusoïdale de fréquence connue. Cependant, dans la plupart des articles utilisant ce correcteur, le dimensionnement (des paramètres) de ce dernier n'est jamais précisé et les valeurs présentées (quand elles le sont) semblent avoir été réglées empiriquement. En effet, ce correcteur possède une nature très instable (provoquée par le gain infini à ω_r) lorsqu'il n'est pas correctement paramétré, contrairement au correcteur PI qui possède une zone de stabilité plus grande.

La **Figure 2.21** présente le courant de sortie du convertisseur $I_{grid}(t)$ (en bleu) ainsi que la référence sinusoïdale $I_{grid_{ref}}(t)$ (en rouge) pour plusieurs valeurs de ξ_I (le facteur d'amortissement) :

- Pour $\xi_I = 0.5$, la régulation est très lente au démarrage et ne parvient pas à annuler l'erreur de suivi de consigne en régime permanent.
- Pour $\xi_I = 1.0$, l'annulation de l'erreur statique prend à peine un quart de période de réseau (T_{grid}) et, en régime permanent, le système est stable.
- Pour $\xi_I = 2.5$, le système laisse apparaître de fortes oscillations qui (lorsque ξ_I augmente) rendent le système instable en régime permanent (oscillations incontrôlables).

Le réglage de ce paramètre ξ_I possède donc une fenêtre de fonctionnement réduite. Cette régulation fournit néanmoins une dynamique très rapide et une erreur de traînée nulle, conformément à la théorie. Pour rappel, les panneaux photovoltaïques étant des sources de courant dont la puissance P_{PV} est une fonction de la tension V_{PV}, il est important d'avoir un démarrage stable du système sans oscillations ni dépassement. Pour ce convertisseur, le choix $\xi_I = 1.0$ permet d'assurer :

- l'établissement du régime permanent en $4\ ms$ (rapide devant la période réseau T_{grid})
- une erreur de traînée nulle en régime permanent : $\varepsilon_{finale} = 0$
- l'absence d'oscillations fortes et incontrôlées en régime permanent

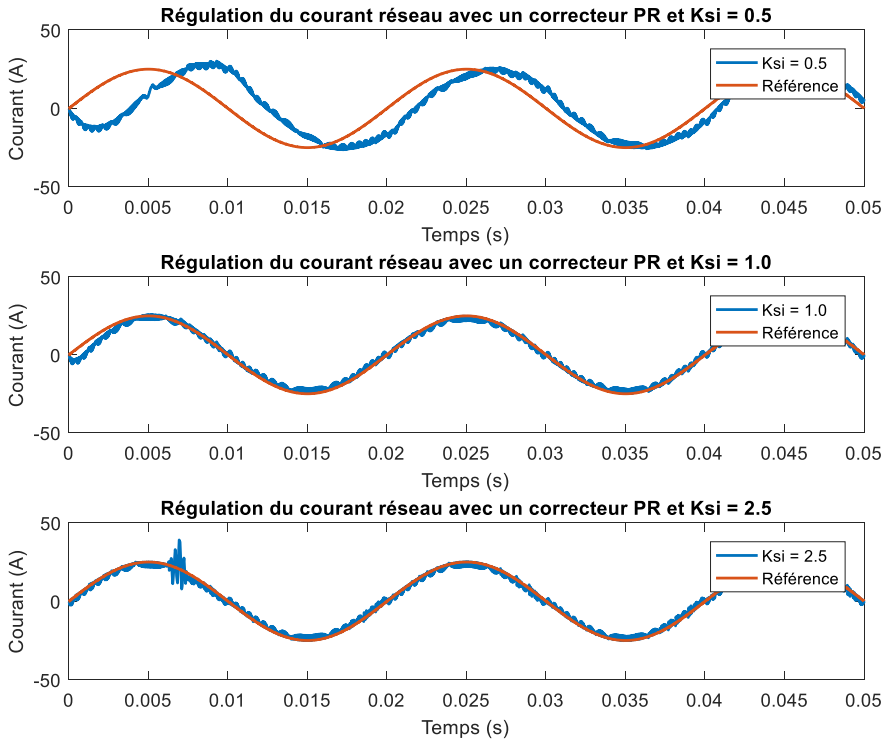


*Figure 2.21 - Boucle de régulation du courant réseau - Correcteur PR – Courant réseau $I_{grid}(t)$ en fonction de ξ (**Simulation**)*

Le dimensionnement de deux correcteurs PI et PR a été réalisé dans ce paragraphe. La modélisation mathématique du système a permis de développer des correcteurs paramétrables, ce qui facilite leur réutilisation pour d'autres valeurs de composants. La section suivante présente une comparaison expérimentale entre ces deux correcteurs.

c) Comparaison expérimentale entre les correcteurs PI et PR

Les tests ont été réalisés à basse-puissance avec les caractéristiques présentées dans le **Tableau 2-5**. Une inductance volontairement élevée (pour réduire l'ondulation de courant à f_{sw}) a été choisie afin de mieux observer le comportement du courant en fonction du choix du correcteur.

Nombre de panneaux	$N_{modules} = 6$
Tension optimale d'un panneau	$V_{MPPT} = 34.1\ V$
Tension réseau	$V_{grid} = 115\ V_{rms}$
Courant réseau	$I_{grid} = 1.5\ A_{rms}$
Fréquence de commutation	$f_{sw} = 20\ kHz$
Fréquence d'échantillonnage	$= f_{sw}$
Inductance de filtre	$L_{grid} = 5mH\ (r_L = 20m\Omega)$
Correcteur PI	$K_{P_I} = 2.7\ /\ K_{I_I} = 2520$
Correcteur PR	$K_{P_I} = 12.5\ /\ K_{I_I} = 7400\ /\ \omega_r = \omega_{grid}$

Tableau 2-5 – Paramètres expérimentaux pour la comparaison entre les correcteurs PI et PR pour la régulation du courant réseau $I_{grid}(t)$

La **Figure 2.22** présente le courant réseau $I_{grid}(t)$ en fonction du choix du correcteur : Proportionnel-Intégral (en haut) et Proportionnel-Résonnant (en bas). La **Figure 2.23** et la **Figure 2.24** présentent un agrandissement de la **Figure 2.22** entre $t = 0.01s$ et $t = 0.015s$. Sur ces deux figures, le courant réseau $I_{grid}(t)$ est tracé en bleu et la tension réseau $V_{grid}(t)$ est tracée en rouge (trait plein). Pour rappel, le courant $I_{grid}(t)$ est régulé vers une référence $I_{grid_{ref}}(t)$ rendue sinusoïdale par l'algorithme dq-PLL. Cette référence sinusoïdale est référencée par rapport au fondamental 50Hz de la tension réseau. Ce fondamental a été calculé (par filtrage) sous MALTAB à partir des données récupérées à l'oscilloscope de la tension réseau $V_{grid}(t)$. La régulation du courant réseau (pour rendre le facteur de puissance unitaire) est basée sur ce fondamental (tracé en traits pointillés rouges). Pour chacun des correcteurs, la régulation du courant $I_{grid}(t)$ est effectuée avec une erreur de suivi très faible. Le facteur de puissance, mesuré à l'oscilloscope (LECROY WaveSurfer 1Ghz), est supérieur à 99% dans les deux cas. Par ailleurs, aucune différence n'est mesurable entre le courant régulé à l'aide d'un correcteur PI et celui régulé à l'aide d'un correcteur PR. Dans les deux cas, les erreurs de suivi sont identiquement faibles et aucune oscillation et aucun dépassement ne sont mesurés. Ces résultats sont conformes aux théories présentées précédemment : le correcteur PR régule sans erreur de suivi lorsque la fréquence de référence est connue et que le facteur d'amortissement est correctement choisi ; le correcteur PI régule avec une erreur de suivi inversement proportionnel à la fréquence d'échantillonnage ($= f_{sw}$). La montée en fréquence de la topologie CHBMLI permet l'utilisation d'un correcteur PI, qui est plus simple à mettre en œuvre que le correcteur PR.

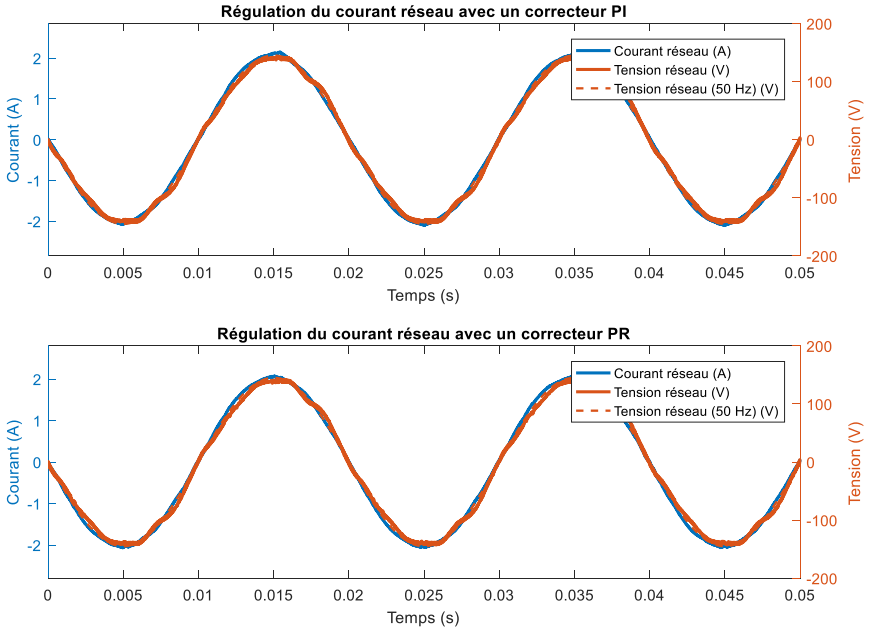


*Figure 2.22 - Boucle de régulation du courant réseau – Courant réseau $I_{grid}(t)$ en fonction du choix du correcteur : Proportionnel-Intégral (haut) et Proportionnel-Résonnant (bas) (**Expérimental**)*

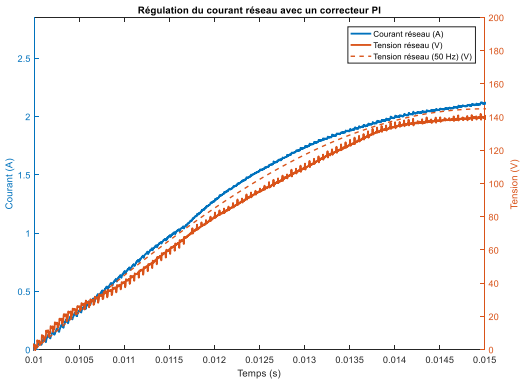


*Figure 2.23 – Agrandissement de la Figure 2.22 pour le correcteur PI (**Expérimental**)*

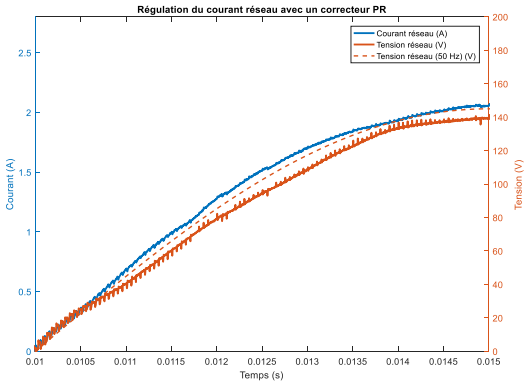


*Figure 2.24 - Agrandissement de la Figure 2.22 pour le correcteur PR (**Expérimental**)*

Les deux sections précédentes ont présenté la synthèse paramétrique des différents correcteurs permettant de réguler la moyenne des tensions panneaux et le courant réseau I_{grid}. L'association en cascade de ces deux boucles de régulation permet de déterminer, à partir des tensions de référence fournies par les algorithmes MPPT de chaque module, le nombre $N_{ref}(t)$ de modules à connecter à chaque période d'échantillonnage. Les sections suivantes présentent l'algorithme développé pour la

topologie CHBMLI permettant de déterminer les ordres de commandes des transistors à partir de ce nombre $N_{ref}(t)$.

G. Génération des ordres de commande

1. Etat de l'art des méthodes de génération des ordres de commande

Dans l'état de l'art, il existe actuellement deux types de méthodes permettant la génération des ordres de commande des transistors pour la topologie CHBMLI.

La première méthode consiste à envoyer des signaux de commande depuis un contrôleur central jusqu'aux ponts en H des modules [5]. Les modules étant tous à des points de potentiels différents, des drivers isolés de ponts en H sont nécessaires. De plus, des mesures isolées sont également nécessaires pour rassembler les données (tensions, courants) jusqu'au contrôleur central. Cette solution est simple à mettre en œuvre, cependant, les composants isolés sont généralement coûteux. Les ordres de commandes sont généralement générés à l'aide d'une modulation PS-PWM (Phase Shift Pulse Width Modulation) [20] dans laquelle chaque porteuse triangulaire est associée à un module et toutes les porteuses sont déphasées de $\frac{2\pi}{N_{modules}}$. Pour chaque module, un régulateur PI fournit une référence sinusoïdale dont l'amplitude dépend de l'écart entre la tension du module et sa tension de référence (fournie par un algorithme MPPT). Cette méthode de génération des signaux de commande a été validée expérimentalement pour des applications photovoltaïques [5]. Cependant, certains auteurs ont mis en évidence le fait que cette méthode est plutôt instable lorsque le nombre de modules est important [21]. Par ailleurs, Wang et al. ont démontré que, dans le cas où de fortes disparités (ensoleillement, température, vieillissement) apparaissent entre les modules, cette méthode provoque une forte augmentation du taux de distorsion harmonique (THD) sur le courant de sortie I_{grid} [17].

La seconde méthode consiste à déporter une partie du schéma de régulation au niveau de contrôleurs locaux, dont la génération des ordres de commande. Chaque module contient une électronique locale recevant des ordres venant d'un contrôleur central, à travers un bus de communication à basse fréquence. Plusieurs schémas de contrôle ont été proposés dans l'état de l'art [22–24]. Par exemple, Pan et al. [22] ont proposé un schéma, dans lequel le contrôleur central envoie des consignes de

puissance aux contrôleurs locaux. Chaque contrôleur local régule la puissance de sortie de son module en modulant la commande de ces transistors. Les contraintes de la commande du système sont donc divisées entre les contrôleurs locaux (MPPT, génération des signaux de commande) et le contrôleur central (régulation du courant de sortie). Cependant, dans le prototype expérimental (4 modules) proposé pour cette application, les contrôleurs locaux nécessitent chacun 5 capteurs dont 3 sont isolés. Cela augmente fortement le coût de fabrication du contrôleur local. De plus, dans le cas où le nombre de modules est plus important, il devient compliqué d'assurer la synchronisation entre tous les contrôleurs locaux et le contrôleur central ainsi que la réactivité de ce dernier en cas de variation rapide de la tension réseau. Enfin, lorsque des déséquilibres de puissance surviennent entre les modules, le risque de commutations simultanées sur deux ou plusieurs modules différents augmente avec le nombre de modules contrôlés.

Pour notre application, nous nous sommes fixé l'objectif de diminuer au maximum la taille du filtre de sortie et de limiter le nombre de capteurs. Pour ce faire, nous avons établi au début de ce chapitre que l'utilisation d'un bus de communication temps-réel, envoyant des ordres de façon synchrone (à une fréquence fixe) permettait de supprimer le risque de commutations simultanées, grâce à une génération centralisée (depuis le contrôleur central) des ordres de commandes des transistors. La section suivante présente la construction de cet algorithme de génération des ordres de commandes des transistors.

2. Méthode proposée : Modulation du Retard à la Commutation (MRC)

La solution proposée dans ce manuscrit repose sur l'utilise d'un bus de communication dont l'envoi des ordres (sous forme de trame) est cadencé/synchrone à une fréquence fixe, correspondant à la fréquence de commutation du système. Cette méthode permet de rendre beaucoup plus robuste le pilotage du système. En effet, cette utilisation synchrone d'un bus de communication temps-réel permet de mieux organiser le programme intégré dans le contrôleur central. De façon analogue, le programme implémenté dans les contrôleurs locaux est simplifié.

Pour rappel, les précédents paragraphes de ce chapitre ont permis d'établir les différents modèles ainsi que les paramètres des correcteurs associés pour le contrôle du Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. La boucle de régulation du courant $I_{grid}(t)$ détermine le nombre $N_{ref}(t)$ de panneaux à connecter à tout instant. Ce nombre est calculé et mis à jour à la fréquence d'échantillonnage f_{sw}.

Cependant, le système ne peut connecter qu'un nombre entier de modules en série tandis que le nombre $N_{ref}(t)$ peut prendre n'importe quelle valeur (flottante) entre 0 et $N_{modules}$ (le nombre total de modules). Pour un CHBMLI avec une bus de communication temps-réel, l'approche utilisée dans l'état de l'art [6], appelée Nearest Level Control (NLC) consiste à prendre la valeur entière $N_{entier}(t)$ la plus proche de $N_{ref}(t)$. Le système connecte alors $N_{entier}(t)$ modules en série. Entre deux périodes d'échantillonnage, cette valeur évolue lentement. Le contrôleur central envoie donc un ordre de commande pour le nouveau module devant se connecter ou pour le module devant se mettre en mode bypass (pour réduire le nombre de modules en série). Cette méthode possède l'avantage d'être simple à mettre en œuvre et elle est particulièrement adaptée pour une topologie CHBMLI avec un grand nombre de modules (128 modules avec des batteries de 4.2V pour l'exemple [6]). Cependant, dans le cas du photovoltaïque, les niveaux de tensions des modules (par rapport à la tension du réseau) sont trop importants et la précision sur la régulation du courant est fortement diminuée avec la méthode NLC. Afin de maintenir les performances attendues sur la régulation des grandeurs du système, nous proposons une nouvelle méthode.

Cette méthode consiste à modifier le nombre de panneaux connectés en série, non pas à des instants t_k périodiques, définies par rapport à la période d'échantillonnage de la boucle de régulation, mais de pouvoir assurer cette modification à tout moment de la période, c'est-à-dire avec un délai contrôlé à partir des instants t_k périodiques. Ce retard à la commutation contrôlé permet de prendre en compte la partie décimale de $N_{ref}(t)$. Le détail de cette méthode, appelée Modulation du Retard à la Commutation (MRC), est présentée sur la **Figure 2.25** et est comparé avec l'approche classique (NLC). Plus précisément :

- A $t = t_k$, dans les deux situations, $N_{ref}(t_k) = 10$ modules sont connectés (les autres étant en mode bypass). Une nouvelle valeur de $N_{ref}(t)$ est calculée et vaut $N_{ref}(t_k) = 10{,}4$. L'algorithme Nearest Level Control (NLC) choisi de ne pas connecter de nouveau modules, car la valeur entière la plus proche de $N(t_k)$ correspond au nombre de modules déjà connectés (soit 10). En revanche, l'algorithme de Modulation de retard à la commutation (MRC) décide de connecter un nouveau module avec un délai T_{delay}. Ce retard doit prendre en compte la tension du panneau $V_{PV_j}(t_k)$ à connecter par rapport à la moyenne des tensions des panneaux $V_{PV_{mean}}(t_k)$. Ainsi, ce retard correspond à :

$$\mathrm{T_{délai}} = T_{sw} \cdot \frac{V_{PV_j}(t_k)}{V_{PV_{mean}}(t_k)} \cdot \left[1 - \left(N_{ref}(t_k) - floor\left(N_{ref}(t_k)\right)\right)\right] \tag{72}$$

Dans l'exemple où $N_{ref}(t_k) = 10{,}4$ et les tensions panneaux V_{PV_i} des panneaux sont identiques, le retard est :

$$\mathrm{T_{délai}} = 30\ \mu s \quad avec\ T_{sw} = 50\mu s \tag{73}$$

Ainsi, sur la période de découpage entre t_k et t_{k+1}, en moyenne, 10,4 panneaux auront été connectés grâce à l'algorithme MRC.

- A $t = t_{k+1}$, la nouvelle valeur calculée de $N_{ref}(t)$ vaut $N_{ref}(t_{k+1}) = 10{,}8$. En prenant la partie entière la plus proche de ce nombre, l'algorithme NLC vient connecter un nouveau module afin d'avoir, en tout, 11 modules connectés au réseau. A l'inverse, l'algorithme MRC choisit de déconnecter immédiatement un module (choisi par un algorithme de tri parmi les modules déjà connectés) et vient connecter un nouveau module (choisi également algorithme de tri parmi les modules en mode bypass) avec un délai correspondant à :

$$\mathrm{T_{délai}} = T_{sw}.\big(1 - (10 - 10.8)\big) = 10\ \mu s \tag{74}$$

Ainsi, sur la période de découpage entre t_{k+1} et t_{k+2}, en moyenne, 10,8 panneaux ont été connectés grâce à l'algorithme MRC.

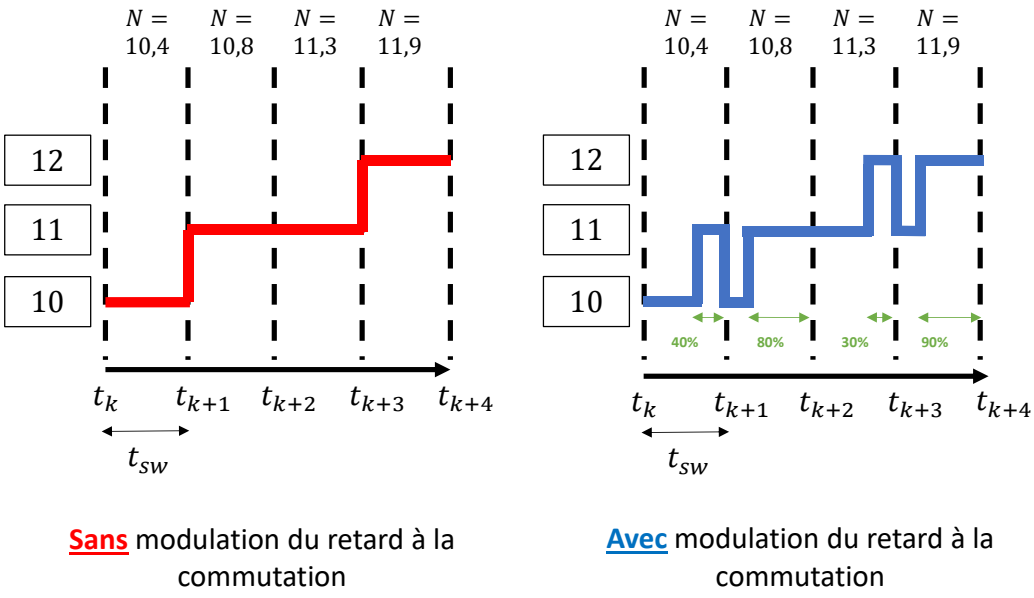


Figure 2.25 – Forme d'ondes de la tension de sortie de l'onduleur $V_{inverter}$ en fonction de la méthode de génération des ordres de commnde : Nearest Level Control (en rouge) et Modulation du Retard à la Commutation (en bleu)

Les ordres de commande sont envoyés aux modules sous forme de trame. Afin d'éviter les commutations simultanées entre modules, celle-ci comporte au maximum deux ordres : un ordre avec application immédiate et un ordre avec application retardée. A chaque instant t_k, tous les modules

reçoivent la trame envoyée par le maître et exécute, s'ils sont concernés, l'ordre qui leur est destiné. La trame contient donc les informations suivantes :

- Adresse du module (entre 1 et $N_{modules}$) devant appliquer un ordre immédiat
- Type d'action pour l'ordre immédiat : tension de sortie positive/négative ou mise en bypass

- Adresse du module (entre 1 et $N_{modules}$) devant appliquer un ordre retardé
- Type d'action pour l'ordre retardé : tension de sortie positive/négative ou mise en bypass
- Valeur du retard (ente 0 et T_{sw})

Dans l'exemple de la **Figure 2.25**, aux instants t_k et t_{k+2}, seul un ordre de commande retardé est envoyé par le contrôleur central. Cependant, afin de garder constante la longueur de la trame (pour la lecture par les modules), celui-ci indique l'adresse $N_{modules} + 1$ pour l'ordre immédiat afin que celui-ci ne soit pas appliqué. Le raisonnement est identique dans le cas où seul un ordre immédiat devrait être appliqué.

Le choix des ordres à envoyer et du délai de l'ordre retardé (s'il y en a un) dépend de deux critères :

- La phase du réseau $\Theta_{grid}(t_k) = \sin(\omega_{\mathrm{grid}}.t + \theta_{grid})$, car celle-ci indique si la tension de référence $V_{ref}(t) = N_{ref}(t).V_{PV_{mean}}(t)$ est sur une phase ascendante ($< \frac{\pi}{2}[\pi]$) ou descendante ($> \frac{\pi}{2}[\pi]$). Dans le cas où la tension du réseau est sur sa phase ascendante $V_{ref}(t_k) < V_{ref}(t_{k+1})$, le contrôleur central envoie des ordres de commutations (à l'instant $t = t_k$) afin de garantir que, à la fin de la période de commutation $t = t_{k+1}$, la tension onduleur $V_{inverter}(t_{k+1})$ soit supérieure à la tension réseau $V_{ref}(t_{k+1})$ afin d'anticiper pour la prochaine période de commutation (à partir de $t = t_{k+1}$). Inversemment, lorsque la tension réseau est sur sa phase descendante, les ordres de commutations, envoyés à l'instant $t = t_k$, doivent garantir que $V_{inverter}(t_{k+1}) < V_{ref}(t_{k+1})$.
- Le signe de $V_{ref}(t_k) - V_{inverter}(t_k)$, car celui-ci indique si un ordre immédiat est nécessaire ou non. Par exemple, dans le cas où ce signe est postif $V_{ref}(t_k) > V_{inverter}(t_k)$ et où la phase est ascendante ($< \frac{\pi}{2}[\pi]$), aucun ordre immédiat ne doit être envoyé afin de garantir le premier critère ($V_{inverter}(t_{k+1}) < V_{ref}(t_{k+1})$). Ainsi, seul un ordre retardé est envoyé.

La **Figure 2.26** résume les 4 cas possibles pour la Modulation du Retard à la Commutation en fonction de la tension de l'onduleur $V_{inverter}(t)$ et de la tension de rérence $V_{ref}(t) = N_{ref}(t).V_{PV_{mean}}(t)$. Sur

la partie droite de la figure, la forme d'onde présentée est la tension onduleur $V_{inverter}(t)$ (en bleu) sur une demi-période réseau T_{grid} et la tension de référence $V_{ref}(t)$ (en traits pointillés rouges). Afin de rendre le tracé plus visible, la forme d'onde ne comporte que 4 niveaux et la fréquence de commutation/échantillonnage est de 10kHz. La partie gauche de la figure présente un agrandissement, pour chacun des cas, de la forme entre un instant t_k et un instant t_{k+1}. A chaque instant t_k, les ordres de commandes (commande retardée et commande immédiate) sont envoyées, par le contrôleur central, aux contrôleurs locaux des modules. Les 4 cas sont résumés dans le **Tableau 2-6**.

$\Theta_{grid}(t_k)$	Condition sur la tension	Ordres de commande		$T_{délai}$
		Immédiat	Retardé	
$< \frac{\pi}{2}[\pi]$	$V_{ref}(t_k) > V_{inverter}(t_k)$		Signe(V_{grid})	$T_{délai_{cas\ n°1}}$
	$V_{ref}(t_k) < V_{inverter}(t_k)$	Bypass	Signe(V_{grid})	$T_{délai_{cas\ n°2}}$
$> \frac{\pi}{2}[\pi]$	$V_{ref}(t_k) < V_{inverter}(t_k)$		Bypass	$T_{délai_{cas\ n°3}}$
	$V_{ref}(t_k) > V_{inverter}(t_k)$	Signe(V_{grid})	Bypass	$T_{délai_{cas\ n°4}}$

Tableau 2-6 – Résumé des différents cas de la Modulation du Retard à la Commutation (MRC)

Dans cet algorithme, le choix des ordres de commande dépend non seulement de la tension onduleur $V_{inverter}(t_k)$ (somme des tensions des modules connectés à l'instant t_k) mais également de la phase du réseau θ_{grid}. En effet, afin de garantir une symétrie fonctionnement entre la phase ascendante et la phase descendante de la sinusoïde $\Theta_{grid}(t) = \sin(\omega_{grid}t + \theta_{grid})$. Lorsqu'un module reçoit un ordre Signe(V_{grid}), il se connecte en série avec une tension positive (respectivement négative) si la tension du réseau est positive (respectivement négative). Les valeurs des délais sont calculées afin d'assurer que la tension moyenne de l'onduleur entre t_k et t_{k+1} soit égale à la tension de référence $V_{ref}(t_k)$:

$$\begin{aligned}\int_{t_k}^{t_{k+1}} V_{inverter}(t).dt &= \int_{t_k}^{t_{k+1}} \sum_i K_i(t).V_{PV_i}(t).dt \\ &\approx \sum_i \left(V_{PV_i}(t_k).\int_{t_k}^{t_{k+1}} K_i(t).dt \right) \\ &= V_{ref}(t_k)\end{aligned} \tag{75}$$

Dans le cas n°1, la valeur du délai de l'ordre retardé d'un module j est :

$$T_{délai_{cas\,n°1}}(t_k) = T_{sw}.\left(1 - \frac{N_{ref}(t_k).V_{PV_{mean}}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} + \frac{1}{V_{PV_j}(t_k)}.\sum_l K_l(t_k).V_{PV_l}(t_k).dt\right) \quad (76)$$

Dans le cas n°2, la valeur du délai de l'ordre retardé d'un module j (avec un ordre immédiat de mise en bypass d'un module i : $K_i(t) = 0$) :

$$T_{délai_{cas\,n°2}}(t_k) = T_{sw}.\left(1 - \frac{N_{ref}(t_k).V_{PV_{mean}}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} - \frac{V_{PV_i}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} + \frac{1}{V_{PV_j}(t_k)}.\sum_l K_l(t_k).V_{PV_l}(t_k).dt\right) (77)$$

Dans le cas n°3, la valeur du délai de l'ordre retardé d'un module j :

$$T_{délai_{cas\,n°3}}(t_k) = T_{sw}.\left(1 + \frac{N_{ref}(t_k).V_{PV_{mean}}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} - \frac{1}{V_{PV_j}(t_k)}.\sum_l K_l(t_k).V_{PV_l}(t_k).dt\right) \quad (78)$$

Dans le cas n°4, la valeur du délai de l'ordre retardé d'un module j (avec un ordre immédiat de connection d'un module i : $K_i(t) = Signe(V_{grid})$) :

$$T_{délai_{cas\,n°4}}(t_k) = T_{sw}.\left(1 + \frac{N_{ref}(t_k).V_{PV_{mean}}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} - \frac{V_{PV_i}(t_k)}{V_{PV_j}(t_k)} - \frac{1}{V_{PV_j}(t_k)}.\sum_l K_l(t_k).V_{PV_l}(t_k).dt\right) (79)$$

Cet algorithme de génération des ordres de commandes des transistors permet de supprimer les commutations simultanées entre les modules, car le contrôleur central maîtrise complètement les instants de commutations de l'ensemble des modules.

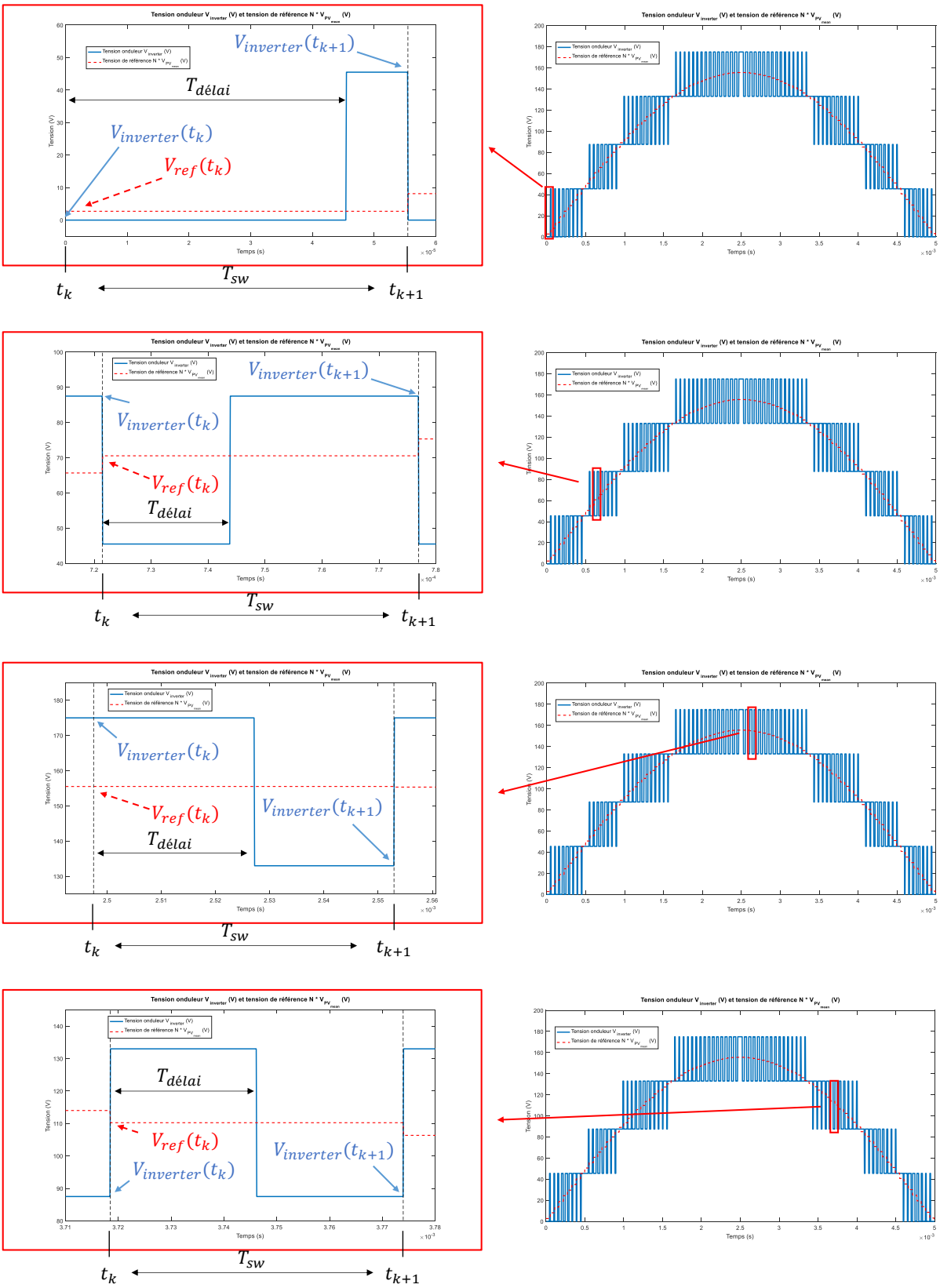


*Figure 2.26 – Différents cas de la Modulation du Retard à la Commutation (MRC) (**Simulation**)*

3. Comparaison entre l'algorithme MRC et l'algorithme NLC

L'objectif de ce paragraphe est de présenter une comparaison, en simulation, entre les algorithmes MRC et NLC sur la topologie CHBMLI avec un bus de communication partagé. La **Figure 2.27** présente l'évolution du courant réseau avec la Modulation du Retard à la Commutation (en bleu) et avec le Nearest Level Control (en rouge). Cette figure montre l'intérêt de l'algorithme MRC, car, avec le NLC, le courant de sortie I_{grid} est très déformé et contient des perturbations de fréquences inférieures à 20kHz. Le seul moyen de limiter ces ondulations serait d'augmenter considérablement la taille du filtre de sortie, ce qui est coûteux et volumineux. Le courant réseau I_{grid}, avec l'algorithme MRC, possède des ondulations à 20kHz limitées à 10% de $I_{grid_{nom}}$ conformément au dimensionnement de l'inductance de sortie. Avec le NLC, les harmoniques à $\sim 2kHz$ atteignent jusqu'à 95% du courant nominal $I_{grid_{nom}}$. Ces différences peuvent s'expliquer visuellement, sur la **Figure 2.28**, en observant la tension onduleur $V_{inverter}$ dans les deux configurations (les courbes sont décalées sur l'axe des ordonnées afin de pouvoir visualiser les différences plus distinctement). Sans MRC, le tracé montre les irrégularités provoquées par un algorithme de contrôle par arrondi. En revanche, avec MRC, le tracé de la tension onduleur $V_{inverter}$ possède une allure sinusoïdale, à laquelle est superposée une modulation à 20 kHz permettant de retranscrire avec précision la dynamique d'évolution de la tension réseau V_{grid}. Malgré le grand nombre de niveaux, la tension onduleur ne présente pas de commutations simultanées entre les modules. Pour terminer, la **Figure 2.29** montre l'allure, sur une période réseau, de la tension d'un panneau solaire V_{PV_i}. Cette figure trace l'ondulation à 100 Hz autour de la tension optimale V_{opt_i}. Quel que soit l'algorithme utilisé, la méthode de génération des ordres permet de réguler la tension des panneaux V_{PV_i} autour d'une tension optimale. Cependant, l'ondulation à 100Hz autour de cette valeur varie légèrement en fonction du choix de l'algorithme. Avec l'algorithme MRC (en bleu), le tracé montre que l'ondulation (en régime permanent nominal) est d'environ 4%, tandis qu'elle est de 6% avec l'algorithme NLC. Pour l'algorithme MRC, l'ondulation à 100 Hz autour de la tension optimale correspond bien au dimensionnement du condensateur précisé au début de ce chapitre.

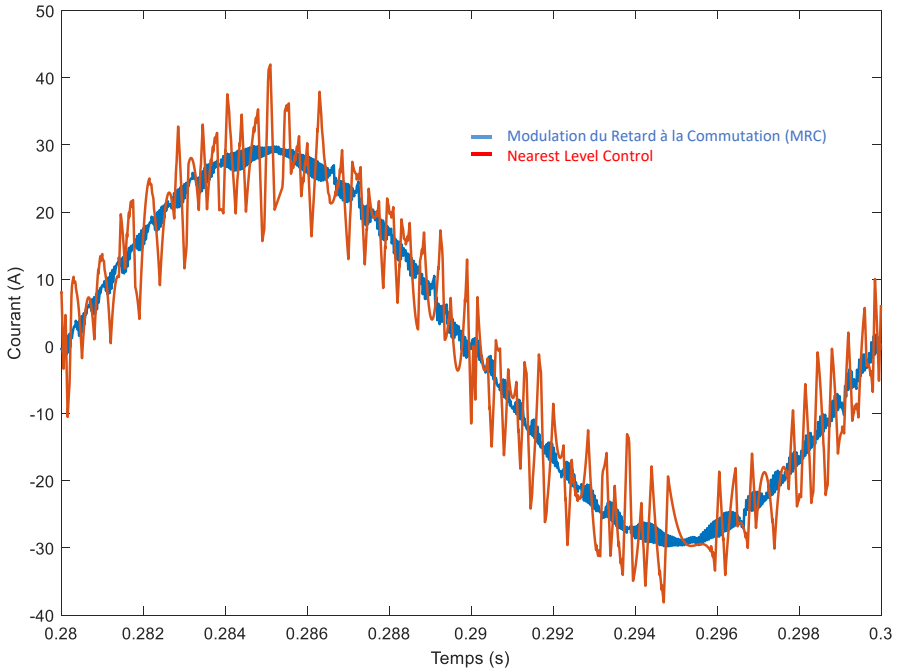


*Figure 2.27 – Courant réseau $I_{grid}(t)$ en fonction de l'algorithme de génération des ordres de commande : MRC (bleu) et NLC (rouge) (**Simulation**)*

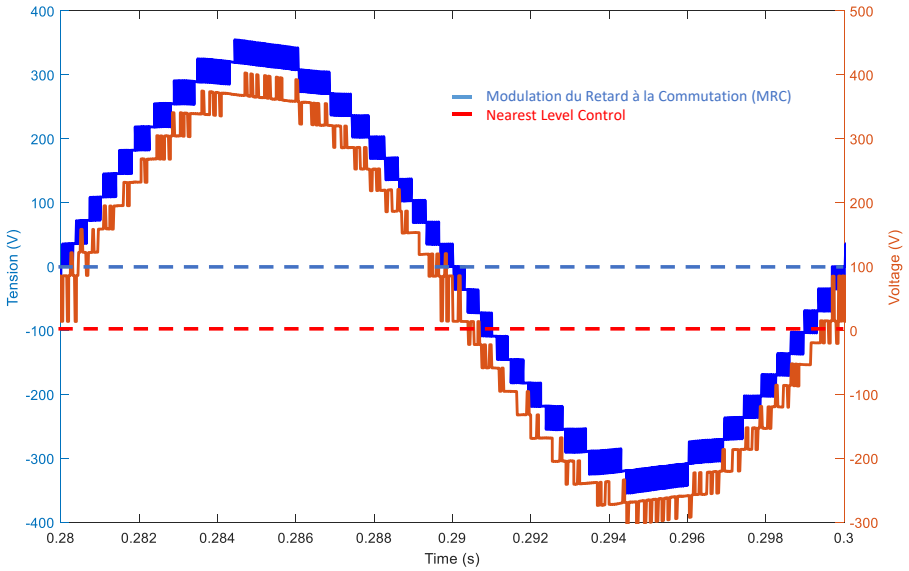


*Figure 2.28 – Tension onduleur $V_{inverter}(t)$ en fonction de l'algorithme de génération des ordres de commande : MRC (bleu) et NLC (rouge) (**Simulation**)*

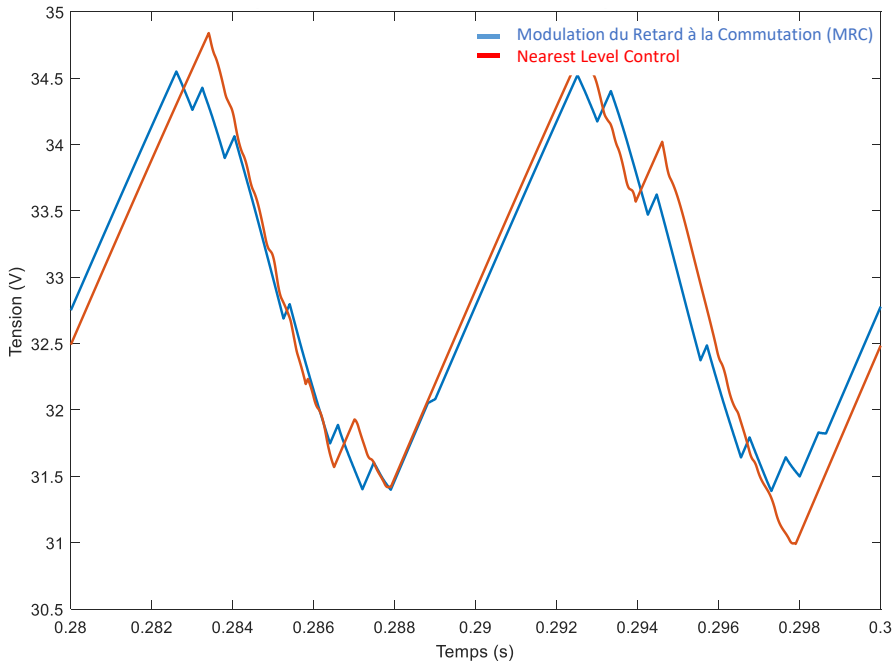


*Figure 2.29 – Tension panneau $V_{PV_i}(t)$ en fonction de l'algorithme de génération des ordres de commande : MRC (bleu) et NLC (rouge) (**Simulation**)*

Cette section a présenté la méthode de génération des ordres de commandes à partir de la référence $N_{ref}(t)$ fournie par les boucles de régulation en cascade. Le contrôleur central envoie 1 ou 2 ordres de commandes à chaque période d'échantillonnage sous la forme d'un ordre de commande retardé et/ou d'un ordre de commande immédiat. Il doit donc choisir, pour chaque ordre, le module devant être connecté ou déconnecté (selon l'ordre) en priorité afin de garantir la régulation des tensions panneaux V_{PV_i}.

H. Algorithme de tri des modules

Cette dernière section présente l'algorithme permettant de choisir les modules devant changer d'état suite aux ordres de commandes générés par le bloc de Modulation du Retard à la Commutation (MRC). Cet algorithme a pour objectif de faire tendre la tension moyenne $V_{PV_{mean_i}} = \int_{t_0}^{t_0+t_{grid}} V_{PV_i}(t).dt$ de chaque panneau vers sa propre tension optimale V_{opt_i}. Pour cette partie, il est supposé que ces deux grandeurs sont accessibles, pour chaque panneau, par le système de commande à chaque période d'échantillonnage T_{sw}. Cet algorithme trie les modules, à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, en

fonction de leur « proximité » à l'objectif. Le raisonnement simple consiste à mesurer, à chaque période T_{sw}, $\varepsilon_{opt_i}(t_k) = V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ pour tous les modules. Lorsque le système de commande doit envoyer un ordre de mise en bypass (immédiat ou retardé), il choisit le module (déjà connecté) possédant le ε_{opt} le plus faible. L'évolution de la tension d'un module entre l'instant t_k et l'instant t_{k+1} dépend du type d'ordre exécuté (connexion ou mise en bypass) et de l'application ou non d'un retard. La tension d'un module en mode bypass augmente, car le courant I_{PV_i} du panneau est entièrement injecté dans son condensateur C_{PV}. Si ce module exécute un ordre de connexion immédiat, sa tension augmente si le courant panneau instantané $I_{PV}(t_k)$ est supérieure au courant instantané du réseau $I_{grid}(t_k)$. Si l'ordre exécuté est retardé, la tension peut augmenter ou diminuer en fonction des courants $I_{PV}(t_k)$ et $I_{grid}(t_k)$, et du retard appliquée $T_{délai}$. Par ailleurs, l'augmentation de la tension est plus faible que si le module était resté en mode bypass. Le raisonnement est identique pour un ordre de mise en bypass retardé. Les équations d'évolution de la tension $V_{PV_i}(t)$ entre les instants t_k et t_{k+1} ,en fonction de l'ordre de commande reçu, sont présentées dans le **Tableau 2-7**. Ces équations prennent pour hypothèse que les courants $I_{grid}(t)$ et $I_{PV_i}(t)$ sont constants entre les instants t_k et t_{k+1} :

Ordres de commande (t_k)		Evolution de la tension $V_{PV_i}(t)$ entre t_k et t_{k+1}
Immédiat	Retardé	
Signe(V_{grid})		$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.\left(I_{PV_i}(t_k) - I_{grid}(t_k)\right)$
	Signe(V_{grid})	$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.\left(I_{PV_i}(t_k) - \frac{T_{sw} - T_{délai}}{T_{sw}} I_{grid}(t_k)\right)$
Bypass		$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.I_{PV_i}(t_k)$
	Bypass	$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.\left(I_{PV_i}(t_k) - \frac{T_{délai}}{T_{sw}} I_{grid}(t_k)\right)$

Tableau 2-7 – Evolution de la tension $V_{PV_i}(t)$ entre les instants t_k et t_{k+1} en fonction de l'ordre de commande envoyé au module n°i à l'instant t_k

En cas de déséquilibre entre les puissances P_{PV_i} des modules (due à un ombrage partiel, par exemple), le choix de calculer $\varepsilon_{opt_i}(t_k)$ avec la formule $\varepsilon_{opt_i}(t_k) = V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ n'est pas optimal, car cela ne prend pas en compte les différentes dynamiques d'évolution des $V_{PV_i}(t)$ lors d'une connexion ou une déconnexion, qui dépend de I_{PV_i}. En effet, connecter un panneau avec une faible puissance (à

l'ombre) va faire chuter sa tension $V_{PV_i}(t)$ bien plus rapidement qu'en connectant un panneau avec une puissance plus elevée. Il est possible de régler ce problème en modifiant légèrement le calcul de $\varepsilon_{opt_i}(t_k)$. La prise en compte des puissances des modules peut se faire en multipliant l'erreur de tension $V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ par un coefficient permettant de comparer les courants I_{PV_i} des modules entre eux. Ainsi, chaque module va comparer son courant par rapport aux autres en appliquant un coefficient $C_I(t_k) = \frac{\max_i I_{PV_{mean_i}}(t_k)}{I_{PV_{mean_i}}(t_k)}$ qui compare, pour chaque module, le courant produit par celui-ci par rapport à celui du module produisant le courant le plus important. L'amplitude de l'ondulation à 100 Hz de la tension $V_{PV_i}(t)$ étant proportionnelle au courant I_{PV_i}, ce coefficient suffit pour prendre en compte les écarts de puissance entre les modules. Les modules ayant les puissances P_{PV_i} les plus faibles seront donc prioritaires par rapport aux modules ayant les puissances les plus élevées, à écart de tension $V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ équivalent. La formule de $\varepsilon_{opt_i}(t_k)$ devient alors :

$$\varepsilon_{opt_i}(t_k) = \left(V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)\right).\frac{\max_i I_{PV_{mean_i}}(t_k)}{I_{PV_{mean_i}}(t_k)} \tag{80}$$

Avec $I_{PV_{mean_i}}(t_k)$, le courant moyen du module i sur une période réseau :

$$I_{PV_{mean_i}}(t_k) = \int_{t_k - T_{grid}}^{t_k} I_{PV_i}(t).dt \tag{81}$$

Cette formule de $\varepsilon_{opt_i}(t_k)$ permet de prendre en compte au mieux les disparités de puissance entre les modules. Ainsi, si un module produit plus que tout les autres :

$$C_I(t_k) = \frac{\max_i I_{PV_{mean_i}}(t_k)}{I_{PV_{mean_i}}(t_k)} = 1 = minimum \tag{82}$$

Ainsi, il aura besoin d'avoir un écart de tension $V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ plus important pour pouvoir être choisi par l'algorithme, afin d'être connecté.

A l'inverse, un module produisant moins que tout les autres :

$$C_I(t_k) = \frac{\max_i I_{PV_{mean_i}}(t_k)}{I_{PV_{mean_i}}(t_k)} = maximum > 1 \tag{83}$$

Ainsi, il aura besoin d'avoir un écart de tension $V_{PV_i}(t_k) - V_{opt_i}(t_k)$ moins important pour pouvoir être choisi par l'algorithme, afin d'être connecté.

Dans ce convertisseur, le choix a été fait de minimiser la taille du condensateur de chaque module. Contrairement à une topologie CHBMLI avec batteries [6], l'évolution de la tension aux bornes du condensateur est rapide, car la valeur de ce dernier est volontairement choisie faible. Dans l'état de l'art, certains prototypes semblent surdimensionner ce condensateur afin de limiter les variations de tensions. Par exemple, dans le prototype expérimental de Mao et al. [14], des condensateurs de 19mF sont utilisés pour des panneaux de 255W (sous 36V). Pour rappel, dans ce manuscrit, les simulations sont réalisées avec des condensateurs de 12.4mF pour des panneaux de 365W (sous 34V). Ainsi, il est important de calculer l'évolution maximale de la tension des modules entre deux périodes d'échantillonnage afin de déterminer la fréquence à laquelle cet algorithme de tri doit être appliqué.

Entre deux périodes d'échantillonnage :

- Un module en mode bypass ($K_i(t_k) = 0$) voit sa tension augmenter selon la formule suivante :

$$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.I_{PV}(t_k) \tag{83}$$

- Un module conneté ($K_j(t_k) = \pm 1$) vois sa tension évoluer selon la formule suivante :

$$V_{PV_i}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_k) + \frac{1}{C_{PV}}.T_{sw}.\left(I_{PV}(t_k) - I_{grid}(t_k)\right) \tag{84}$$

- L'écart de tension entre les modules i et j va donc évoluer selon la formule suivante :

$$\Delta V_{ij}(t_{k+1}) = V_{PV_i}(t_{k+1}) - V_{PV_j}(t_{k+1}) = \Delta V_{ij}(t_k) + \frac{T_{sw}}{C_{PV}}.\left(I_{PV_i}(t_k) - I_{PV_j}(t_k) + I_{grid}(t_k)\right) \tag{85}$$

Dans un cas de déséquilibre important entre les modules i et j :

$$I_{PV_i}(t_k) = 10.6\ A \qquad I_{PV_j}(t_k) = 1\ A \qquad I_{grid}(t_k) = 28\ A \tag{86}$$

L'écart de tension va évoluer de :

$$\Delta V_{ij}(t_{k+1}) - \Delta V_{ij}(t_k) = -150\ mV \tag{87}$$

Pour rappel, en régime nominal, la tension $V_{PV_{opt}}$ d'un panneau est de 34V. Il est donc nécessaire d'opérer cet algorithme de tri à chaque période afin de limiter les évolutions indésirables des tensions panneaux entre deux tris successifs des modules. Le nombre de modules étant « faible », trier les modules à chaque période d'échantillonnage ne pose pas de problème pour le microcontrôleur opérant les algorithmes de contrôle.

La **Figure 2.30** présente l'évolution des tensions V_{PV_i} de deux modules (l'un sous une irradiation de $1000\ W/m^2$ (bleu) et l'autre sous une irradiation de $100\ W/m^2$ (rouge)) en fonction du critère de tri

appliqué par l'algorithme de tri. Le graphe du haut (a) présente le cas d'un tri sans le coefficient C_I sur le calcul de $\varepsilon_{opt_i}(t_k)$ et le graphe du bas (b) présente celui d'un tri avec ce coefficient C_I.

Sans le coefficient C_I (graphe du haut), la tension du module à $1000\ W/m^2$ (bleu) est bien régulée autour de sa tension optimale $V_{opt} = 32.9V$. Pour rappel, l'ondulation à 100 Hz autour de la tension V_{opt} est une fonction de la valeur du condensateur connecté en parallèle du module et du courant panneau I_{PV}. Le module à $100\ W/m^2$ (rouge) est, quant à lui, régulé autour d'une tension moyenne $V_{mean} = 31.6\ V$ bien plus faible que sa tension optimale (valant également $32.9\ V$). Le contrôleur central équilibre bien les tensions des deux modules lorsque celles-ci sont au point le plus bas de l'ondulation à 100Hz. Cependant, lorsque la tension du module à $1000\ W/m^2$ (bleu) augmente significativement (grâce à un courant panneau I_{PV} élevé), la tension du module à $100\ W/m^2$ est bien plus lente. Ce dernier devient donc non prioritaire et le faible courant de ce module (rouge), par rapport à celui soumis à $1000\ W/m^2$ (bleu), ne permet pas de faire monter la tension suffisamment pour atteindre la tension optimale. Lorsque la tension du module à $1000\ W/m^2$ diminue et croise celle du module à 100W/m², ce dernier redevient prioritaire et sa tension diminue fortement. Avec ce critère de tri, le panneau ayant l'ensoleillement le plus faible ne parvient jamais à atteindre sa tension optimale.

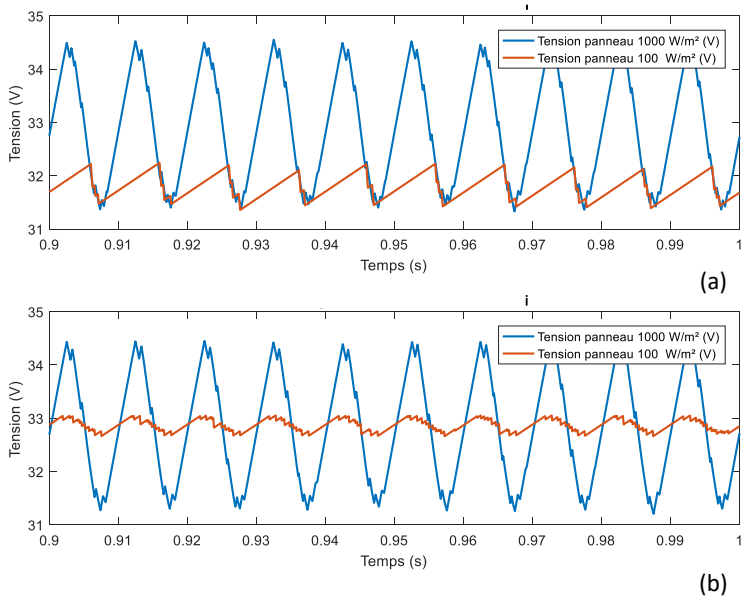


*Figure 2.30 - Tensions panneaux de deux modules soumis à des irradiations différentes : a) Critère de tri sans coefficient C_I b) Critère de tri avec coefficient C_I (**Simulation**)*

Avec l'utilisation d'un critère de tri avec le coefficient C_I (graphe du bas), les tensions des deux modules (rouge et bleu) sont bien régulées autour de la même tension optimale. Par ailleurs, du fait des

irradiations différentes et donc des puissances différentes, la tension du module à $100\ W/m^2$ (rouge) possède une ondulation bien plus faible (d'un facteur ~ 10) que celle de la tension du module à $1000\ W/m^2$, car cette ondulation est proportionnelle au courant panneau I_{PV}. Ce critère permet donc bien d'assurer une régulation de la tension de chaque module vers sa propre tension optimale V_{opt_i}, même en cas de disparités importantes sur l'ensoleillement des modules.

Pour conclure, les modules devant exécuter les ordres de commande fournis par le schéma de régulation du convertisseur sont sélectionnés par un algorithme de tri basé sur un critère permettant de prendre en compte, pour chaque module, l'écart entre sa tension V_{PV_i} et sa tension de référence V_{MPPT_i} (supposée égale à la tension optimale). Cet algorithme complète la boucle de régulation de la moyenne des tensions V_{PV_i} qui fournit le courant $I_{grid_{ref}}$ permettant à l'algorithme de tri de réguler la tension de chaque module. Pour remplir complètement son objectif, ce critère inclut également les écarts de puissances entre les modules.

I. Conclusion

Dans ce chapitre, la structure complète de la commande du convertisseur Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter est présentée. Tout d'abord, la définition du cadre d'application permet de dimensionner le nombre de modules nécessaires pour une production sur le réseau AC 230V. La structure de régulation de ce convertisseur est basée sur des boucles imbriquées : la première boucle régule la moyenne des tensions V_{PV_i} des modules et fournie, à la seconde boucle, le courant réseau de référence $I_{grid_{ref}}$. Cette référence est rendue sinusoïdale grâce à un algorithme dq-PLL basé sur une mesure de la tension réseau V_{grid}. La prise en compte des différentes dynamiques du système permet de modéliser le système et de faire une synthèse paramétrique des correcteurs pour les deux boucles. Les résultats de dimensionnement de ces correcteurs sont validés par des essais expérimentaux. La génération des ordres de commande fait l'objet d'une attention particulière, car l'architecture de pilotage du convertisseur comporte un bus de communication synchrone entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux. Un algorithme de Modulation du Retard à la Commutation permet de déterminer les ordres de commandes envoyés aux contrôleurs locaux à la fréquence d'échantillonnage. Ce premier algorithme est complété par un algorithme de tri qui choisit les modules devant exécuter les différents ordres de commandes. Ce second algorithme calcule l'écart entre la tension panneau de chaque module et sa tension de référence et intègre un coefficient

multiplicateur permettant de prendre en compte les écarts de puissances pouvant survenir en cas de disparités d'ensoleillement. Les boucles de régulation et les algorithmes MRC et de tri permettent de garantir le fonctionnement stable du convertisseur avec une maximisation de l'extraction de puissance de chaque module et un courant de sortie sur le réseau AC avec un facteur de puissance unitaire.

L'architecture hardware de pilotage proposée (bus de communication temps-réel) présente l'avantage de réduire fortement le coût et la complexité du convertisseur CHBMLI complet. Cependant, les algorithmes présentés dans ce chapitre nécessitent d'avoir accès, en temps réel, à un certain nombre de variables du système et le bus de communication entre les contrôleurs locaux et le contrôleur central est limité en débit. Le chapitre suivant analysera les causes et les conséquences de cette limite sur le bus de communication et des outils algorithmiques seront proposés pour maintenir le fonctionnement optimal du convertisseur malgré cela.

J. Bibliographie

1. Filho, F.; Cao, Y.; Tolbert, L.M. 11-Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); IEEE: Palm Springs, CA, USA, February 2010; pp. 968–972.
2. I. Standard 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2003.
3. Zhang, X.; Wang, M.; Zhao, T.; Mao, W.; Hu, Y.; Cao, R. Topological Comparison and Analysis of Medium-Voltage and High-Power Direct-Linked PV Inverter. *Trans. Electr. Mach. Syst.* **2019**, *3*, 327–334, doi:10.30941/CESTEMS.2019.00044.
4. Zhang, X.; Zhao, T.; Mao, W.; Tan, D.; Chang, L. Multilevel Inverters for Grid-Connected Photovoltaic Applications: Examining Emerging Trends. *IEEE Power Electron. Mag.* **2018**, *5*, 32–41, doi:10.1109/MPEL.2018.2874509.
5. Xiao, B.; Hang, L.; Mei, J.; Riley, C.; Tolbert, L.M.; Ozpineci, B. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* **2015**, *51*, 1722–1731, doi:10.1109/TIA.2014.2354396.
6. Thomas, R.; Despesse, G.; Bacquet, S.; Fernandez, E.; Lopez, Y.; Ramahefa-Andry, P.; Cassarino, L. A High Frequency Self-Reconfigurable Battery for Arbitrary Waveform Generation. *WEVJ* **2021**, *12*, 8, doi:10.3390/wevj12010008.
7. Rezaei, M.A.; Farhangi, S.; Iman-Eini, H. Extending the Operating Range of Cascaded H-Bridge Based Multilevel Rectifier under Unbalanced Load Conditions. In Proceedings of the 2010 IEEE International Conference on Power and Energy; IEEE: Kuala Lumpur, Malaysia, November 2010; pp. 780–785.

8. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2009**, *56*, 4399–4406, doi:10.1109/TIE.2009.2029579.

9. Xiao, B.; Filho, F.; Tolbert, L.M. Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Nonactive Power Compensation for Grid-Connected Photovoltaic Generators. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition; IEEE: Phoenix, AZ, USA, September 2011; pp. 2733–2737.

10. Subudhi, B.; Pradhan, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2013**, *4*, 89–98, doi:10.1109/TSTE.2012.2202294.

11. Lamterkati, J.; Khafallah, M.; Ouboubker, L.; El Afia, A. Study of New Three Phase Voltage Source PWM Rectifier, via Fuzzy and IP Controller for Output Voltage Regulation. In Proceedings of the 2016 5th International Conference on Multimedia Computing and Systems (ICMCS); IEEE: Marrakech, Morocco, September 2016; pp. 576–582.

12. Naumanen, V.; Luukko, J.; Silventoinen, P.; Pyrhonen, J.; Saren, H.; Rauma, K. Compensation of Unequal Voltages in the DC Links of a Multilevel Series-Connected H-Bridge Inverter. In Proceedings of the 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics; IEEE: Porto, November 2009; pp. 290–295.

13. Yongheng Yang Advanced Control Strategies to Enable a More Wide-Scale Adoption of Single-Phase Photovoltaic Systems. **2014**, doi:10.13140/RG.2.2.15106.07367.

14. Mao, W.; Zhang, X.; Zhao, T.; Hu, Y.; Wang, F.; Dai, Z.; Cao, R. Research on Power Equalization of Three-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Inverter Based on the Combination of Hybrid Modulation Strategy and Zero-Sequence Injection Methods. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2020**, *67*, 9337–9347, doi:10.1109/TIE.2019.2955420.

15. Hanju Cha; Trung-Kien Vu; Jae-Eon Kim Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System. In Proceedings of the 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition; IEEE: San Jose, CA, September 2009; pp. 2198–2205.

16. Li, J.; Chen, J.; Gong, C. An Optimized Reactive Power Compensation Strategy to Extend the Working Range of CHB Multilevel Grid-Tied Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2023**, *38*, 5500–5512, doi:10.1109/TPEL.2022.3233896.

17. Wang, M.; Zhang, X.; Zhao, T.; Ma, M.; Hu, Y.; Wang, F.; Wang, X. Harmonic Compensation Strategy for Single-Phase Cascaded H-Bridge PV Inverter Under Unbalanced Power Conditions. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2020**, *67*, 10474–10484, doi:10.1109/TIE.2019.2962461.

18. RETIF (J.M.). – Automatique Régulation. Institut National Des Sciences Appliquées de Lyon, Édition (2008).

19. Maaoui Ben Hassine, I.; Naouar, M.W. Commande d'un étage DC/AC monophasé inclus dans un système de génération distribuée monophasée. *Conversion de l'énergie électrique* **2013**, doi:10.51257/a-v1-d2905.

20. Chavarria, J.; Biel, D.; Guinjoan, F.; Meza, C.; Negroni, J.J. Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2013**, *60*, 98–111, doi:10.1109/TIE.2012.2186108.

21. Mei, J.; Xiao, B.; Shen, K.; Tolbert, L.M.; Zheng, J.Y. Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *28*, 5063–5073, doi:10.1109/TPEL.2013.2243758.

22. Pan, Y.; Zhang, C.; Yuan, S.; Chen, A.; He, J. A Decentralized Control Method for Series Connected PV Battery Hybrid Microgrid. In Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific); IEEE: Harbin, China, August 2017; pp. 1–6.

23. He, J.; Li, Y.; Wang, C.; Pan, Y.; Zhang, C.; Xing, X. Hybrid Microgrid With Parallel- and Series-Connected Microconverters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2018**, *33*, 4817–4831, doi:10.1109/TPEL.2017.2695659.

24. Zhang, X.; Hu, Y.; Mao, W.; Zhao, T.; Wang, M.; Liu, F.; Cao, R. A Grid-Supporting Strategy for Cascaded H-Bridge PV Converter Using VSG Algorithm With Modular Active Power Reserve. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2021**, *68*, 186–197, doi:10.1109/TIE.2019.2962492.

Chapitre 3. Architecture hardware de pilotage de la topologie CHBMLI

Table des matières

Chapitre 3. Architecture hardware de pilotage de la topologie CHBMLI 114
A. Conception détaillée de l'architecture hardware 114
1. Architecture hardware et bus de communication 115
2. Maquette expérimentale – Contrôleur central et modules avec contrôleurs locaux..... 117
3. Détermination des données nécessaires à la régulation 120
4. Organisation d'une trame de communication 122
5. Bilan de l'architecture 126
B. Commande du convertisseur 127
1. Mise en évidence des contraintes liées au bus de communication..... 127
2. Estimateur des tensions panneaux $VPVi$..... 129
C. Fonctionnement sans capteurs de courant..... 137
1. Estimateur du courant moyen des panneaux $IPVmeani$..... 138
2. Maximum Power Point Tracking (MPPT) 142
3. Validation expérimentale des algorithmes proposés..... 151
D. Conclusion 156
E. Bibliographie..... 157

Chapitre 3. Architecture hardware de pilotage de la topologie CHBMLI

Dans les applications photovoltaïques, les topologies de convertisseur multi-niveaux et multi-sources présentent l'avantage de réduire la taille des composants passifs et de maximiser l'extraction de puissance des panneaux photovoltaïques. En outre, la modularité de ces convertisseurs permet d'envisager plus simplement leurs conceptions ainsi que leurs réparations. Actuellement, ces technologies ne sont pas déployées à l'échelle industrielle (pour des applications domestiques), car les architectures de pilotage sont trop complexes et trop coûteuses. De nombreuses publications, concernant la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter, ont été présentées dans l'état de l'art [1–3] sur un nombre de modules réduits (3 à 5). Cependant, les prototypes de recherche ne semblent pas compatibles avec un passage à l'échelle (10 à 15 modules) pour une application sur le réseau 230V AC. En effet, dans ces prototypes, la fréquence de commutation est souvent limitée (3 à 5kHz), le nombre de capteurs par modules est élevé et les algorithmes déployés risquent d'être instables avec un plus grand nombre de modules [4]. Le chapitre précédent a introduit l'architecture de pilotage utilisée dans ce travail de thèse, pour le contrôle du convertisseur. Celle-ci se base sur un bus de communication temps réel entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux, déployés au niveau des modules [5]. Cependant, ce bus de communication est limité et la remontée d'informations vers le contrôleur central est donc ralentie. Ce chapitre propose d'étudier en détails l'architecture de pilotage proposée dans ce travail de thèse, d'identifier les limites associées et de proposer des solutions algorithmiques permettant de maintenir un fonctionnement optimal sur les performances de régulation du système présentées au chapitre 2.

A. Conception détaillée de l'architecture hardware

Cette première partie présente en détails l'architecture hardware de pilotage de la topologie Cascaded H-Bridge Mulitlevel Inverter, basée sur un bus de communication temps réel. Le prototype expérimental est également présenté et les besoins, en termes de débit et de quantité de données, du bus de communication sont analysés.

1. Architecture hardware et bus de communication

Pour rappel, un des objectifs de l'architecture de pilotage proposée est de limiter l'utilisation de nombreux capteurs isolés et drivers isolés, car ce sont des composants coûteux. Pour cela, on utilise des contrôleurs locaux, placés au plus près des modules (un par module) afin d'échanger les données des capteurs vers un contrôleur central qui, de son côté, est chargé d'envoyer les ordres de commandes des transistors. On profite de la présence, sur chaque module, d'un contrôleur local pour effectuer le calcul de la tension optimale V_{opt_i} du panneau à l'aide de l'algorithme MPPT afin de ne pas surcharger le contrôleur central.

La topologie (Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter, CHBMLI) du convertisseur avec l'architecture hardware de pilotage, définie au chapitre précédent, est présentée sur la **Figure 3.1**. La topologie (CHBMLI) est présentée sur la partie droite de la figure. L'architecture de contrôle, présentée sur la partie gauche de la figure, est caractérisée par la présence, au niveau de chaque module, d'un contrôleur local (« Local Controller » en anglais), représenté par l'un des blocs en orange clair. Chaque contrôleur local échange des données avec un contrôleur central commun (« Central Controller » en anglais) via un bus de communication, représenté en bleu clair. Le contrôleur central est représenté par le bloc en vert clair.

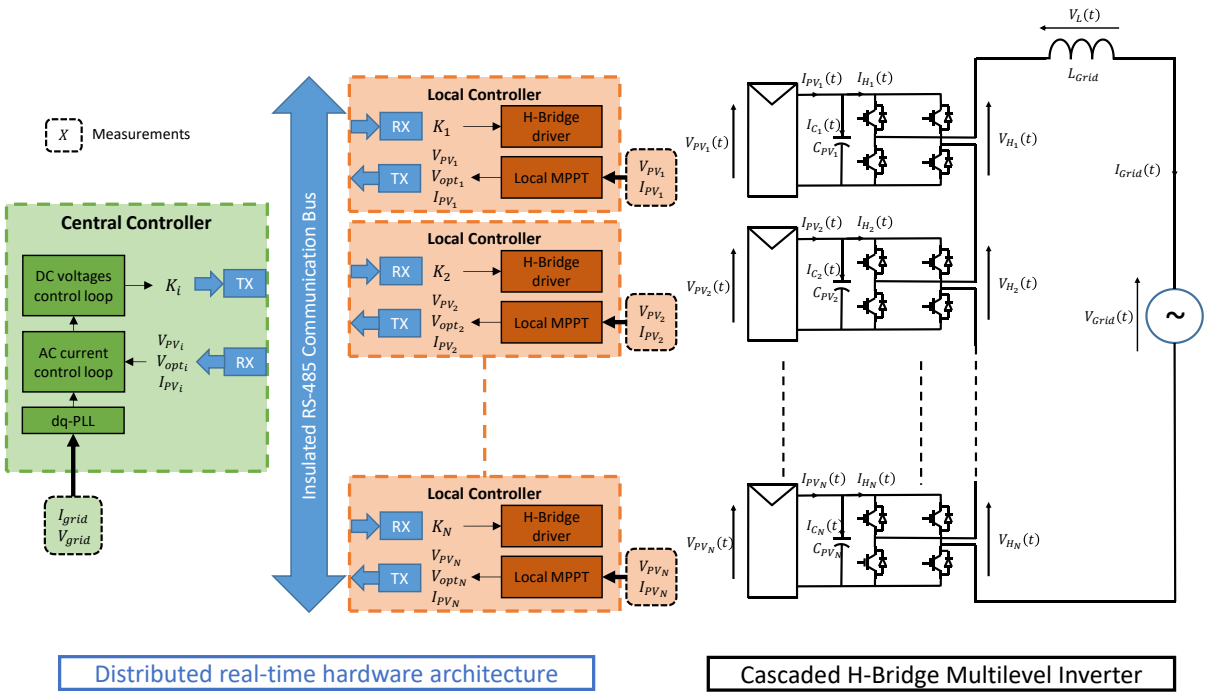


Figure 3.1 - Schéma de la topologie CHBMLI avec l'architecture hardware de pilotage

Le second objectif concernant la conception de cette architecture est de définir les caractéristiques du bus de communication utilisé.

Comme expliqué dans le chapitre 2, l'envoi des informations doit être cadencé à une fréquence égale à la fréquence d'échantillonnage/commutation f_{sw} avec un fonctionnement de type : Maître/Esclave. Le Maître (dans notre cas, le contrôleur central) envoie des trames lues par tous les Esclaves (contrôleurs locaux) et les Esclaves ne communiquent, tour à tour, qu'avec le Maître. Dans l'optique de proposer une solution adaptée au déploiement à large échelle, on choisi d'utiliser un protocole temps-réel facilement disponible et déployable sur des microcontrôleurs STM32. L'utilisation du protocole UART (Universal Asynchronous Receiver Transmitter) est donc privilégiée.

Sur une application comportant $N_{modules} = 13$ panneaux avec un contrôleur local placé au dos de chaque panneau, le bus de communication peut parcourir une distance allant jusqu'à une vingtaine de mètres. Sur une telle distance, il est nécessaire de privilégier une couche physique en mode différentiel afin de se prémunir contre les perturbations et les atténuations qui pourraient survenir sur les trames. Par ailleurs, celle-ci doit être compatible avec le protocole UART. La couche physique retenue est donc le RS-485.

L'ensemble des nœuds sur un bus de communication RS-485 partage la même masse. Dans notre application, les contrôleurs locaux sont référencés à des points de potentiels différents (la masse du panneau de chaque contrôleur). Ainsi, il est nécessaire d'ajouter une barrière d'isolation au niveau de chaque module entre les données transmises par le contrôleur local et celles qui transitent sur le bus. Des transceivers isolés sont donc choisis pour l'envoi et la réception des données au niveau des contrôleurs locaux.

Le protocole UART (avec une couche physique RS-485) permet de fonctionner selon deux modes : half-duplex et full-duplex. En mode half-duplex, les trames sont échangées sur un seul canal (donc deux fils différentiels). Ainsi, un Esclave ne peut pas envoyer une trame si une autre trame, en provenance du Maître, est déjà en cours d'envoi. En mode, full-duplex, la réception et la transmission sont permises grâce à l'utilisation de deux canaux de communications non-concurrents. Cependant, les composants full-duplex (exemple, ADM2490 -> 8€) sont plus coûteux que les composants half-duplex (exemple, ADM2483 -> 4€). Le coût des composants de communication étant non-négligeable dans le coût total du système, nous choisissons d'étudier une solution compatible avec la contrainte half-duplex.

Pour résumer, le contrôleur central et les contrôleurs locaux communiquent à travers un unique bus de communication basé sur un protocole UART avec une couche physique RS-485 isolée en mode half-duplex. Le contrôleur central envoie les ordres de commandes sous forme de trames qui sont reçues par tous les contrôleurs locaux. Les contrôleurs locaux envoient séquentiellement les informations

relatives à leur module vers le contrôleur central. Un seul contrôleur local peut donc transmettre à la fois.

2. Maquette expérimentale – Contrôleur central et modules avec contrôleurs locaux

Le démonstrateur expérimental conçu pour les essais est présenté sur la **Figure 3.2**. Ce dispositif se décompose en trois parties. Au niveau de chaque panneau, le circuit de puissance (orange) contient le pont en H, le condensateur de puissance C_{PV} et le contrôleur local. Ces circuits sont reliés au bus de communication (bleu) jusqu'au contrôleur central (vert). Afin d'assurer une isolation galvanique entre le convertisseur et le contrôleur central, une carte d'interface de puissance a également été développée. Ces trois circuits sont présentés plus précisément dans la suite de ce chapitre.

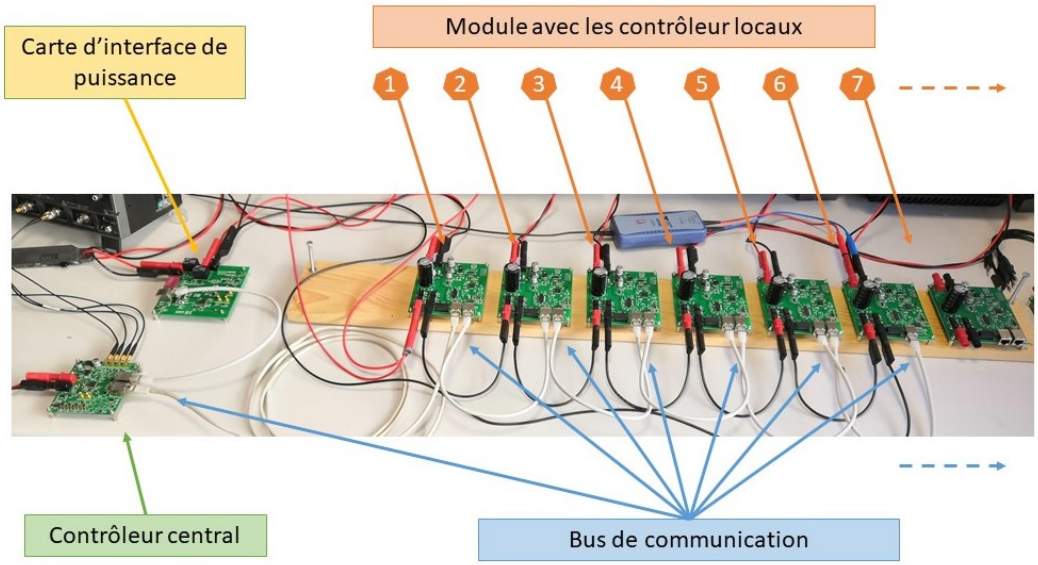


Figure 3.2 - Dispositif expérimental - Contrôleur central, contrôleurs locaux et bus de communication

Le contrôleur central est présenté sur la **Figure 3.3**. Ce circuit contient le microcontrôleur (STM32F446RE) calculant l'ensemble des éléments de contrôle présentés au chapitre 2 : boucles de régulations imbriquées, génération des ordres de commandes et algorithme de tri des modules. Le contrôleur central est isolé galvaniquement du reste du convertisseur, car celui-ci sert également d'interface Homme-Machine pour faciliter le développement.

La carte d'interface de puissance du convertisseur est présentée sur la **Figure 3.4**. Cette carte fait le lien entre la tension du réseau $V_{grid}(t)$ et la sortie de l'onduleur (inductance L_{grid} puis tension onduleur $V_{inverter}(t)$). Ce circuit permet une déconnexion physique, à l'aide de deux relais de puissance, entre le réseau et l'onduleur. Les mesures de la tension $V_{grid}(t)$ et du courant $I_{grid}(t)$ sont

effectuées sur ce circuit. Enfin, l'algorithme dq-PLL, déterminant la composante sinusoïdale $\sin(\omega_{grid}.t + \theta_{grid})$ à 50 Hz de la tension réseau $V_{grid}(t)$, est calculé par un microcontrôleur (STM32F446RE) embarqué sur la carte d'interface. Ces trois données ($V_{grid}(t)$, $I_{grid}(t)$, $\sin(\omega_{grid}.t + \theta_{grid})$) sont transmises à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, au contrôleur central par un second bus de communication isolé. Afin de maximiser le débit de ce second bus (à 10 Mbit/s), les deux circuits sont placés à une vingtaine de centimètres de distance l'un de l'autre. Ce mode de fonctionnement impose à retard, calculé à 7 μs, entre la mesure des données au niveau de la carte d'interface et la réception de ces mêmes données par le contrôleur central. Ce retard étant très faible devant la période réseau $T_{grid} = 20\ ms$, son impact est négligeable sur le fonctionnement du système.

Dans un convertisseur industriel, ces deux circuits seraient rassemblés sur un même PCB et un unique microcontrôleur effectuerait l'ensemble des opérations et mesures.

Figure 3.3 – Dispositif expérimental : Contrôleur central

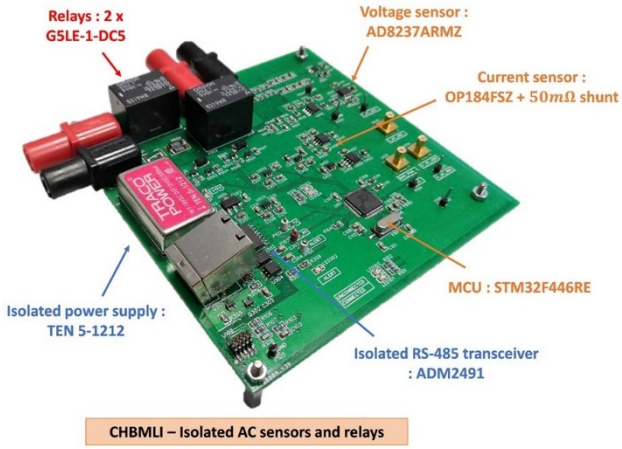


Figure 3.4 – Dispositif expérimental : Carte d'interface de puissance

Un module du dispositif expérimental de la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter est présenté sur la **Figure 3.5**. Celui-ci est constitué du contrôleur local et du convertisseur de puissance prenant en entrée le panneau photovoltaïque (V_{PV_i} et I_{PV_i}) et fournissant en sortie la tension V_{H_i} avec le courant réseau I_{grid}. Le convertisseur contient simplement le condensateur de stockage C_{PV} du bus DC et un pont en H constitué de 4 transistors N-Channel MOSFETs (identiques). Les détails des composants utilisés ont été fournis au début du chapitre 2.

Le contrôleur local (bloc entouré en orange) est constitué d'un microcontrôleur STM32F030, d'un driver de pont en H, d'un circuit de mesure de la tension du panneau photovoltaïque et d'une alimentation directement issue de la tension V_{PV_i} du panneau (à noter que la puissance consommée par le circuit est négligeable par rapport à la puissance du panneau).

Pour terminer, afin de rendre le système modulaire, la communication vers les autres modules (précédent et suivant) s'effectue à l'aide d'un transceiver isolé RS-485 et de deux câbles. Le bus de communication arrive par un premier connecteur afin que le module n°i puisse s'y connecter. Ce bus est prolongé vers le module suivant n°$i+1$ via un autre câble dont la longueur correspond à la distance de module à module sans préjuger à l'avance du nombre de modules.

Afin de pouvoir intégrer ce module au dos d'un panneau de 365W ($S_{panneau} = 1.8\ m^2$), nous avons cherché à ce que le module complet soit très compact ($S_{module} \approx 120\ cm^2$). L'idéal serait de pouvoir le disposer à l'intérieur de la boite de jonction du panneau :

$$S_{module} \ll S_{panneau} \tag{1}$$

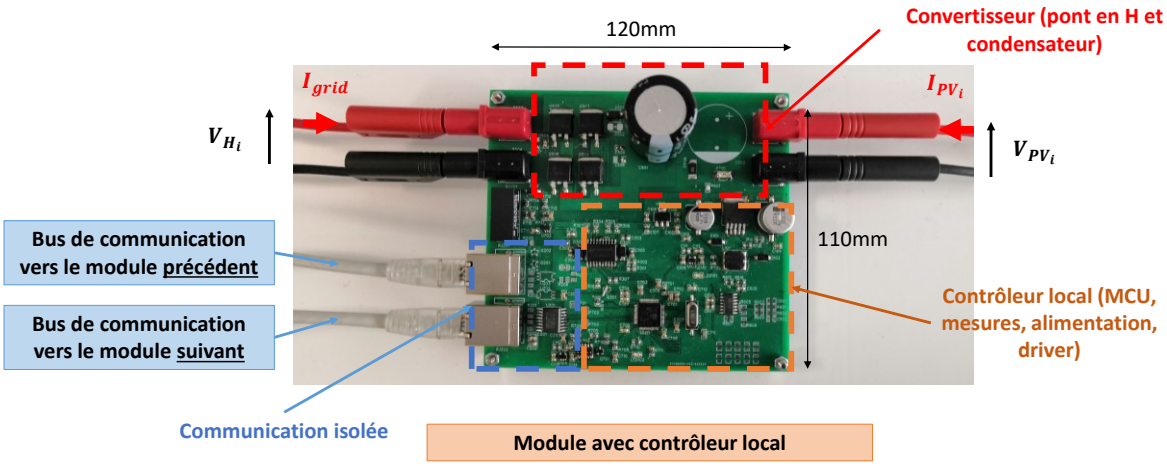


Figure 3.5 - Dispositif expérimental : Module avec le contrôleur local

En mode Half-duplex, le protocole UART sur une couche physique RS-485 utilise 2 fils de ligne et un fil de masse. Cependant, il est nécessaire d'ajouter d'autres fils entre le contrôleur central et les contrôleurs locaux afin de garantir quelques fonctionnalités supplémentaires.

- En cas de puissance nulle fournie par le panneau (la nuit) ou de défaut du panneau, l'objectif est de garantir le maintien en éveil du microcontrôleur du contrôleur local du module afin d'assurer la mise en bypass du module tout en conservant la communication avec le contrôleur central. Un fil d'alimentation externe de redondance est ajouté et celui-ci génère une alimentation 12V, fournie par le circuit du contrôleur central, vers les modules afin de garantir une redondance d'alimentation. Par ailleurs, cette tension 12V est isolée grâce à un convertisseur DC-DC isolé (TRACOPOWER).
- En cas de défaut ou au démarrage, il peut être nécessaire, pour le contrôleur central, de lancer un reset simultané sur l'ensemble des microcontrôleurs des modules. Un fil comportant un

signal de reset centralisé de type tout-ou-rien est également ajouté. L'isolation galvanique est assuré grâce à un optocoupleur.

- En cas d'urgence (perte de communication UART, défaut d'alimentation, surtension, …), le contrôleur central doit pouvoir ouvrir les transistors de tous les modules de façon synchronisée, fiable et rapide. De la même façon, un contrôleur local peut forcer la mise en défaut du système (ouverture des transistors) en cas de défaut également (perte de la communication, par exemple). Un signal d'alerte de type tout-ou-rien, appelé « ligne de vie », est ajouté. Il est contrôlé par des optocoupleurs, ce qui permet une transmission de l'information en moins de $100\,ns$ (bien plus rapide et plus robuste que par le bus de communication).

Ainsi, le câble choisi pour transmettre le bus de communication, l'alimentation de secours et les signaux de reset et d'alerte doit pouvoir supporter la consommation d'un ou de plusieurs modules en mode défaut ($\sim 10\,mA$ par module). De plus, ce câble doit protéger les signaux transmis contre les perturbations électromagnétiques. Un câble Ethernet de catégorie 6a est choisi. Ce câble contient 4 paires de fils torsadés avec un blindage à la masse par paires. Dans le cas où l'un des modules est alimenté par le contrôleur central, la consommation réduite du module (10mA) est facilement supportée par le câble (max 300mA).

Cette section a présenté le choix du protocole de communication UART ainsi que la couche physique RS-485 permettant le transfert d'informations en temps-réel et de façon fiable entre le contrôleur central et les contrôleurs locaux. A présent, il convient de déterminer la quantité ainsi que la fréquence des informations devant être transmises par ce bus de communication.

3. Détermination des données nécessaires à la régulation

Le schéma de commande effectué par le contrôleur central est présenté sur la **Figure 3.6**. Celui-ci comporte trois éléments : une boucle de régulation de la moyenne des tensions V_{PV_i}, une boucle de régulation du courant I_{grid} et un algorithme de tri des modules. Chacun de ces éléments a besoin, pour son fonctionnement, de récupérer des données propres au système :

- La boucle de régulation de la moyenne des tensions V_{PV_i} (bleu) a besoin de connaître les tensions optimales V_{opt_i} ainsi que les tensions V_{PV_i} de l'ensemble des modules afin de fournir une référence de courant $I_{grid_{ref}}$.

- La boucle de régulation du courant I_{grid} (orange) a besoin de connaître le courant réseau I_{grid}, la tension réseau V_{grid} ainsi que l'ensemble des tensions V_{PV_i} des modules (pour en calculer la moyenne) afin de pouvoir calculer le nombre N_{ref} de modules à connecter en temps réel.
- L'algorithme de tri (jaune) a besoin de connaître les tensions optimales V_{opt_i}, les tensions V_{PV_i} et les courants moyens $I_{PV_{mean_I}}$ (sur une demi-période réseau) de l'ensemble des modules afin de déterminer les ordres de commande K_i à envoyer.

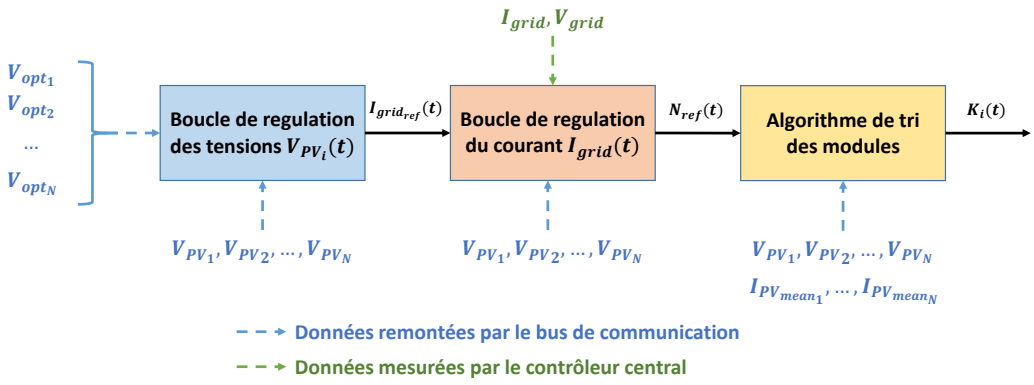


Figure 3.6 - Schéma de commande du CHBMLI et données nécessaires

Les mesures sur le réseau (V_{grid} et I_{grid}) sont directement effectuées par le contrôleur central à la fréquence f_{sw}, à travers la carte d'interface de puissance présentée à la **Figure 3.4**.

Les tensions optimales V_{opt_i} sont fournies par les algorithmes MPPT (Maximum Power Point Tracking) exécutés par les contrôleurs locaux. Ces tensions évoluent en fonction de l'ensoleillement et de la température. Elles sont donc calculées à basse fréquence f_{MPPT} (<< f_{sw}).

Les données $I_{PV_{mean_i}}$ doivent être mises à jour à une fréquence égale à deux fois la fréquence du réseau f_{grid} ($\ll f_{sw}$), car le courant $I_{PV_i}(t)$ d'un panneau a une forme d'onde similaire à celle de la tension $V_{PV_i}(t)$ (valeur moyenne avec une faible ondulation à 100Hz). La valeur moyenne de ces courants I_{PV_i} doit donc être mise à jour à la fréquence $2f_{grid}$.

Les données V_{PV_i} évoluent rapidement, car la source photovoltaïque est vue comme une source de courant non-linéaire avec un faible stockage capacitif C_{PV}. Cette évolution entre deux périodes d'échantillonnage a été caractérisée dans le chapitre 2. Elles doivent donc être mises à jour à la fréquence d'échantillonnage du schéma de contrôle f_{sw}. Le **Tableau 3-1** résume les données nécessaires au calcul de la boucle complète de régulation et leurs fréquences d'évolution.

Données	Fréquence d'évolution
$V_{opt_1}, V_{opt_2}, \dots, V_{opt_N}$	$f_{MPPT} = 1\ Hz$
$I_{PV_{mean_1}}, \dots, I_{PV_{mean_N}}$	$2.f_{grid} = 100\ Hz$
$V_{PV_1}, V_{PV_2}, \dots, V_{PV_N}$	$f_{sw} = 20\ kHz$

Tableau 3-1 – Fréquence d'évolution des différentes données nécessaires à la régulation

Toutes ces données sont remontées par les contrôleurs locaux, via le bus de communication, vers le contrôleur central. Les tensions optimales V_{opt_i} et les courants moyens $I_{PV_{mean_i}}$ ont des fréquences d'évolution faibles devant la fréquence d'échantillonnage f_{sw} du contrôleur central. Les contraintes temps-réel associés à ces données sont faibles. En revanche, le contrôleur central a besoin de connaître l'ensemble des tensions panneaux V_{PV_i} à chaque période d'échantillonnage T_{sw}. Il est alors nécessaire de déterminer si le bus de communication à un débit suffisamment élevé pour permettre la remontée d'autant d'informations à chaque période d'échantillonnage T_{sw}.

4. Organisation d'une trame de communication

L'objectif de cette section est de définir l'organisation de ces deux trames. Cela nous permettra de déterminer la fréquence f_{data} d'envoi de l'ensemble des données relatives aux modules (notamment l'ensemble des données $V_{PV_1}, V_{PV_2}, \dots, V_{PV_N}$) autorisée par le bus de communication.

Pour rappel, deux types de trames sont à prévoir sur le bus de communication :

- La trame d'envoi des ordres de commandes du contrôleur central vers les contrôleurs locaux à la fréquence f_{sw}
- La trame d'envoi d'une donnée ($I_{PV_{mean_i}}$, V_{opt_i} ou $V_{PV_{mean_i}}$) d'un contrôleur local vers le contrôleur central à la fréquence f_{data}

a. Trame d'envoi des ordres de commande (par le contrôleur central vers les contrôleurs locaux)

Le protocole UART envoie les données sous forme de paquets d'1 octet chacun (+1 bit de start).Pour rappel, dans le cas de l'envoi d'une trame des ordres de commandes par le contrôleur, les informations à envoyer sont :

- Le numéro du module devant exécuter l'ordre de commande immédiat
- Le type d'ordre immédiat : mise en bypass ou connexion positive/négative
- Le numéro du module devant exécuter l'ordre de commande retardé et la valeur de ce retard $T_{délai}$
- Le type d'ordre retardé: mise en bypass ou connexion positive/négative
- Le signe de connexion des modules concernés par des ordres :
    - +1 : Connexion avec une tension positive en sortie du pont en H
    - -1 : Connexion avec une tension négative en sortie du pont en H

Dans une application avec 13 modules, l'adresse d'un module exécutant un ordre peut être codé sur 4 bits ($2^4 = 16$). Le type de chaque ordre est codé sur 1 bit (0 pour une mise en bypass et 1 pour une connexion positive/négative). Le signe de connexion, commun aux deux ordres, est codé sur 1 bit (0 pour une connexion avec une tension positive et 1 pour une connexion avec une tension négative). Le délai $T_{délai}$ prend une valeur entre 0 et $50\ \mu s$. Afin de garantir une précision d'au moins $500\ ns$, ce délai est codé sur 7 bits.

Les bits définis dans le paragraphe précédent permettent d'envoyer les informations concernant les ordres de commande devant être exécutés par les contrôleurs locaux. Cependant, afin de garantir la robustesse du convertisseur, il est nécessaire d'inclure des solutions algorithmiques en cas de non-réception d'une trame, de réception d'une trame incomplète ou de réception d'une trame erronée.

La mise en œuvre de la trame de communication associée aux ordres de commandes est présentée dans le **Tableau 3-2**. Cette trame comporte 5 paquets de 1 octet (bit 0 à 7) avec 1 bit de start (bit 8) :

- Le premier octet est l'entête de trame (valeur arbitraire de 0x1E). Cette entête permet de garantir le fonctionnement de la communication en cas de pertes d'un octet. En effet, les contrôleurs locaux savent que la trame doit nécessairement commencer par cette entête (rendue unique grâce au bit de start). Si ce n'est pas le cas, c'est que l'envoi des données est désynchronisé parce qu'un ou plusieurs octets n'ont pas été reçus.
- Le second octet contient un compteur de trame sur 6 bits. Celui-ci est incrémenté à chaque nouvel envoi de trame par le contrôleur central. En incrémentant un compteur interne de son côté, le contrôleur local peut s'assurer qu'il a bien reçu l'ensemble des trames qui ont été envoyées. Si ce n'est pas le cas, cela signifie qu'un ou plusieurs trames n'ont pas été reçues. Les types d'ordres T_1 et T_2 des ordres immédiat et retardé sont codés sur les 2 bits restants.
- L'adresse de l'ordre immédiat (Adresse n°1) et l'adresse de l'ordre retardé (Adresse n°2) sont codées sur 4 bits chacune sur le troisième octet.

- Le quatrième octet contient le signe des ordres de connexions (codé sur 1 bit) et le délai $T_{délai}$ de l'ordre retardé (codé sur 7 bits)
- Le cinquième bit contient la valeur du Contrôle de Redondance Cyclique (CRC). Ce nombre est généré par le périphérique UART du contrôleur central selon une opération mathématique appliqué sur les bits envoyés dans la trame (octet 1 à 4). Lorsque le contrôleur local reçoit la trame, il applique le même algorithme mathématique sur la trame et vérifie qu'il retrouve bien le même CRC. Si ce n'est pas le cas, cela signifie qu'un ou plusieurs bits ont été modifiés durant la transmission (perturbations électromagnétiques, par exemple). Plusieurs algorithmes de CRC existent avec des précisions plus ou moins grandes sur la détection d'erreur de bit.

L'organisation de la trame permet aux contrôleurs locaux de détecter si les données sont erronées (grâce au CRC), si les trames sont synchronisées (grâce à l'entête de trame) et si toutes les trames précédentes ont bien été reçues (grâce au compteur de trame). Dans le cas du prototype expérimental, l'une de ces erreurs (rare) provoque la mise en défaut du système grâce au signal d'alerte (ligne de vie). Dans un convertisseur industriel, il serait nécessaire de permettre une poursuite d'activité malgré la détection d'un défaut.

8	**7**	**6**	**5**	**4**	**3**	**2**	**1**	**0**	
1	Entête de trame = 0x1E								0
0	Compteur de trame						T_1	T_2	1
0	Adresse n°1				Adresse n°2				2
0	Signe	$T_{délai}$							3
0	Contrôle de redondance cyclique (CRC)								4

Tableau 3-2 – Organisation de la trame d'envoi des ordres de commandes par le contrôleur central

b. Trame d'envoi des données (par un contrôleur local vers le contrôleur central)

Dans le cas d'une trame d'envoi des données, les données à envoyées, pour chaque module, sont :

- La tension optimale V_{opt_i} à la fréquence $f_{MPPT} = 1\ Hz$
- Le courant moyen panneau $I_{PV_{mean_i}}$ à la fréquence $2.f_{grid} = 100\ Hz$
- La tension panneau V_{PV_i} à la fréquence souhaitée $f_{sw} = 20\ kHz$

Quelle que soit la donnée, celle-ci est codée sur 12 bits afin de garantir une bonne précision sur sa valeur. La mise en œuvre de la trame de communication associée aux données est présentée dans le **Tableau 3-3**. Une seule donnée est envoyée à la fois, car, à l'exception de la donnée V_{PV_i}, les autres données peuvent être envoyées à basse fréquence. Cette trame comporte 5 paquets de 1 octet (bit 0 à 7) avec 1 bit de start (bit 8). Cette configuration est quasiment identique à la trame vue précédemment, cependant la donnée (12 bits) est codée sur deux octets. L'indicateur Type permet de préciser au contrôleur central quelle donnée est envoyée : V_{PV_i} (Type = 0), $I_{PV_{mean_i}}$ (Type = 1) ou V_{opt_i} (Type = 2).

8	**7 6 5 4 3 2 1 0**		
1	Entête de trame = 0x1E		0
0	Compteur de trame		1
0	Donnée (8 bits sur 12)		2
0	Type	Donnée (4 bits sur 12)	3
0	Contrôle de redondance cyclique (CRC)		4

Tableau 3-3 – Organisation de la trame d'envoi des données par un contrôleur local

c. Durée d'envoi d'une trame

Les deux trames ayant la même longueur, la durée d'envoi sera identique. Pour rappel, l'objectif est de développer un convertisseur dans lequel les modules de puissances sont placés à l'arrière du panneau solaire et le contrôleur central est placé à part. Sur une surface photovoltaïque de 5kW pour le toit d'une maison, la distance parcourue par le bus de communication entre le contrôleur central et le dernier module peut aller jusqu'à une trentaine de mètres. Dans ce cas, le débit maximal recommandé pour le RS-485 est de 3.5Mbit/s [6]. Ainsi, la durée d'envoi d'une trame est donc :

$$T_{trame} = \frac{5 * 9\ bits}{3.5\ Mbit.s^{-1}} = 13\ \mu s \tag{2}$$

Afin de garantir la précision temporelle des commutations, le contrôleur central est prioritaire sur l'utilisation du bus du communication pour l'envoi des ordres de commandes sur une période d'échantillonnage T_{sw}. Les contrôleurs locaux peuvent alors envoyer leurs données (un par un) après réception des ordres de commandes. Afin d'éviter les risques de collision, un temps d'attente $T_{attente}$ de $10\ \mu s$ est appliqué entre la réception d'une trame d'ordre et l'envoi d'une trame de donnée. Ainsi, sur une période d'échantillonnage, il ne reste que $T_{sw} - T_{trame} - T_{attente} = 27\ \mu s$ pour l'envoi de

trame de données. Etant donné qu'une trame dure 13 μs et qu'un temps $T_{attente}$ de 10 μs est imposé, un seul contrôleur local peut envoyer sa donnée V_{PV_i} à chaque période d'échantillonnage. Ce fonctionnement est résumé sur la **Figure 3.7**.

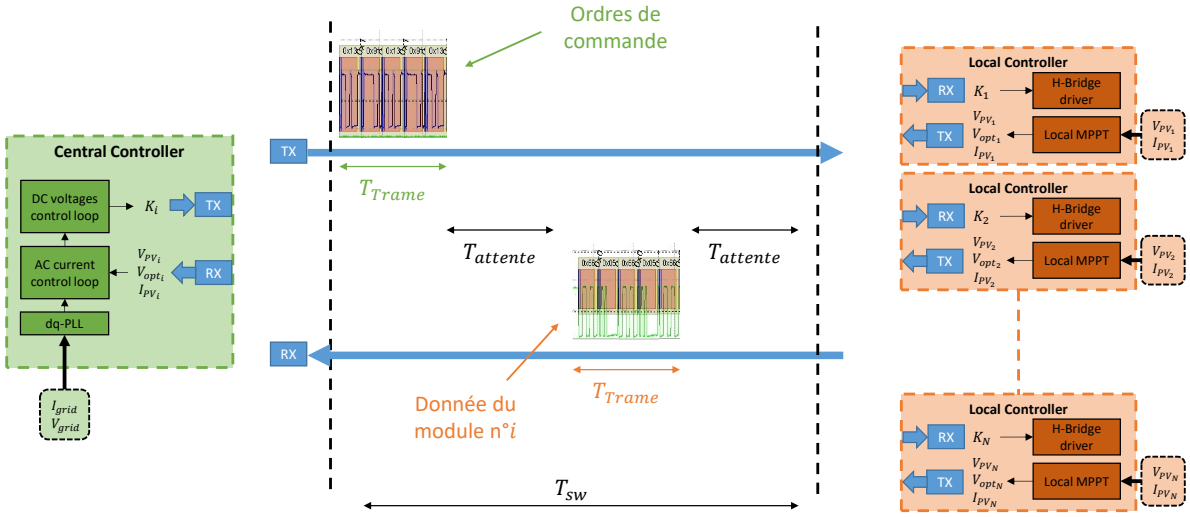


Figure 3.7 – Diagramme temporel des échanges de trames sur une période d'échantillonnage

En pratique, au démarrage, le contrôleur central envoie un premier ordre de commande à t_0 et, après un temps d'attente $T_{attente}$, le module n°1 lui envoie sa donnée V_{PV_i} (ou $I_{PV_{mean_i}}$ ou V_{opt_i}). Lorsque l'ordre suivant est envoyé à $t_0 + T_{sw}$, c'est le module n°2 qui envoie sa donnée. Ainsi, après $N_{modules}$ (nombre total de modules) périodes T_{sw}, tous les modules ont envoyé une donnée. Sachant que les courants moyens panneaux $I_{PV_{mean_i}}$ et les tensions optimales V_{opt_i} sont envoyées à des fréquences faibles devant f_{sw}, la fréquence f_{data} de réception de l'ensemble des données panneaux V_{PV_i} est :

$$f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{modules}} \tag{3}$$

Dans le cas d'application présenté ici, $f_{data} = 1.5\ kHz$.

5. Bilan de l'architecture

Cette première section a présenté l'architecture hardware de pilotage proposée dans cette thèse pour la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. La complexité de cette architecture vient du dimensionnement spécifique du bus de communication. En outre, pour des contraintes de coûts et de distance parcourue, le choix est porté sur un protocole UART avec une couche physique RS-485 (différentielle) isolée en mode half-duplex. Une analyse du schéma de contrôle (présenté au chapitre 2) met en évidence la quantité d'informations nécessaires au fonctionnement de ce dernier ainsi que

les fréquences de rafraîchissement souhaitées. L'organisation des trames d'envoi d'ordres et d'envoi de données ainsi que la limite en débit du bus de communication montrent que, sur une période d'échantillonnage, au maximum un contrôleur local peut faire remonter sa donnée. En outre, la remontée des informations des tensions panneaux V_{PV_i} de tout les modules s'effectue à une fréquence limitée f_{data} de 1.5 kHz dans notre application, pour une fréquence de commutation f_{sw} de 20kHz. La section suivante de ce chapitre portera sur les impacts de cette fréquence de rafraîchissement des données f_{data} sur la régulation des grandeurs du système $V_{PV_i}(t)$ et $I_{grid}(t)$, ainsi que sur les méthodes algorithmiques proposées afin de les atténuer.

B. Commande du convertisseur

Les éléments de commande de la topologie CHBMLI, présentés dans le chapitre 2, reposaient sur une connaissance, en temps réel, de l'ensemble des données (V_{PV_i} notamment) du système par le contrôleur central. Cependant, malgré les avantages de l'architecture de pilotage étudiée dans cette thèse, le bus de communication sur lequel repose l'échange d'informations entre le contrôleur central et les contrôleurs locaux est fortement limité en débit par des contraintes physiques et de coût.

1. Mise en évidence des contraintes liées au bus de communication

Pour rappel, le début de ce chapitre a permis d'établir la quantité de données devant être envoyées sur le bus de communication par les contrôleurs locaux vers le contrôleur central. Il a été établi que les données relatives aux tensions des modules V_{PV_i} sont envoyées à une fréquence $f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{modules}}$, car, à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, seul un module peut envoyer sa donnée. L'absence de données en temps réel (f_{sw}) de l'ensemble des modules par le contrôleur central dégrade fortement les performances des boucles de régulation :

- La génération de la référence du courant réseau $I_{grid_{ref}}$ est fortement perturbée lorsque la donnée d'un module est mise à jour, car cela impose de s'adapter rapidement à ce changement de valeur de la tension d'un module V_{PV_i}.
- Le choix du nombre de modules $N_{ref}(t)$ devant être connectés à chaque période d'échantillonnage T_{sw} dépend de la moyenne instantanée des tensions panneaux V_{PV_i}. Le

manque de données en temps réel vient, de nouveau, ajouter un manque de précision sur la régulation.

- L'algorithme de tri ne peut plus correctement choisir les modules (réellement prioritaires), car il ne connaît pas l'évolution des tensions V_{PV_i} en temps réel.

La superposition de ces trois phénomènes aggrave le manque de précision sur les régulations du système.

Le tracé du haut de la **Figure 3.8** présente la forme d'onde du courant réseau $I_{grid}(t)$ et le tracé du bas présente la forme d'onde de la tension panneau $V_{PV_i}(t)$ d'un module (agrandissement autour de la valeur continue pour observer l'ondulation à 100Hz). Sur ces deux courbes, le tracé en rouge représente le système fonctionnant avec un rafraîchissement des données à la fréquence $f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{modules}}$, c'est-à-dire en prenant en compte la limite du bus de communication. Le tracé en bleu montre le fonctionnement sans cette contrainte, c'est-à-dire avec $f_{data} = f_{sw}$.

Dans le cas où $f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{modules}}$ (en rouge), de fortes irrégularités apparaissent sur la régulation du courant de sortie et la régulation des tensions des panneaux ne satisfait pas le dimensionnement fixé par le condensateur pour limiter l'ondulation de la tension des panneaux solaires V_{PV_i}.

$$f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{modules}} \Leftrightarrow \begin{cases} \Delta I_{max} = 27\ \% \\ \Delta V_{PV_i} = 6.4\ \% \end{cases} \tag{4}$$

Dans le cas où $f_{data} = f_{sw}$ (en bleu), les ondulations maximales du courant réseau ΔI_{max} et de la tension des panneaux $\Delta V_{PV\,i}$ sont conformes aux dimensionnements des éléments passifs : inductance de sortie et condensateurs des modules.

$$f_{data} = f_{sw} \Leftrightarrow \begin{cases} \Delta I_{max} = 10\ \% \\ \Delta V_{PV_i} = 4\ \% \end{cases} \tag{5}$$

Par ailleurs, ces courbes ont été réalisées en supposant un système uniforme : tous les panneaux sont soumis à la même irradiation et à la même température. Dans le cas d'un système déséquilibré, les ondulations sur le courant réseau I_{grid} et sur les tensions V_{PV_i} sont encore plus élevées. Dans le cas d'un système très déséquilibré (fort ombrage sur la moitié des panneaux, par exemple), la régulation devient instable.

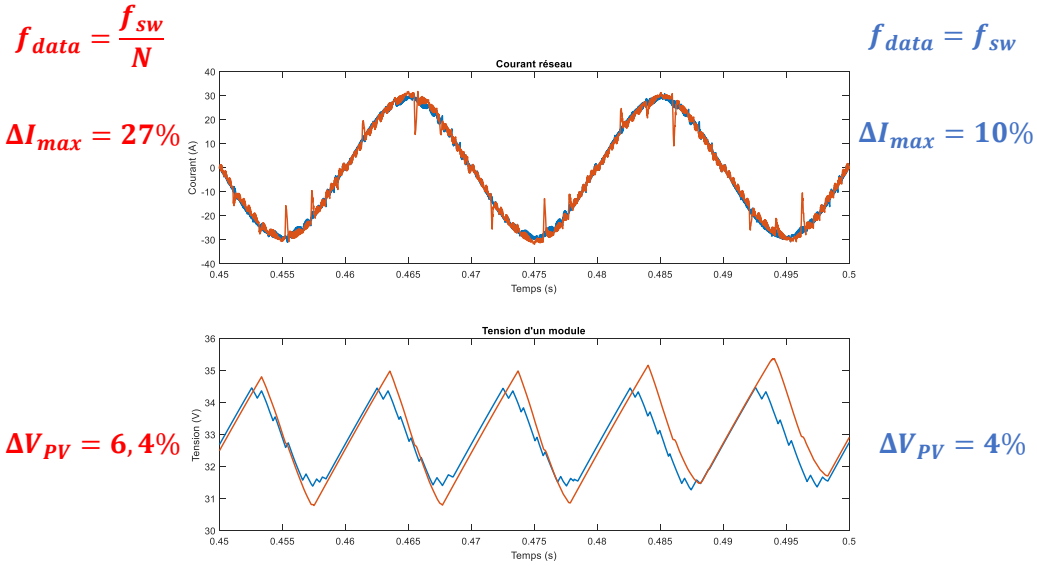


*Figure 3.8 - Evolution du courant réseau I_{grid} et de la tension d'un panneau V_{PV_i} en fonction de f_{data} (**simulation**)*

Il est important de noter qu'en augmentant le nombre $N_{modules}$ de modules du système (afin d'augmenter la tension de sortie ou la puissance, par exemple), les formes d'ondes du courant réseau I_{grid} et des tensions panneaux V_{PV_i} seraient encore plus dégradées. Dans le cas d'un système fonctionnant à $f_{sw} = 20kHz$, au-delà de $N_{modules} = 16$ modules, le système ne parvient même pas à établir un régime permanent. Les oscillations au démarrage sur les tensions panneaux V_{PV_i} déstabilisent le système de façon irréversible.

Le bus de communication constitue donc une contrainte forte sur ce convertisseur et il est nécessaire de trouver une solution pour permettre un fonctionnement optimal quelles que soient les conditions d'irradiations et de température des modules.

2. Estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}

L'objectif des prochaines sections est de présenter des solutions algorithmiques pour compenser les limites en débit du bus de communication. Pour cela, nous proposons tout d'abord d'analyser le comportement d'un module durant les différentes phases de fonctionnement (bypass ou mise en série).

Le schéma électrique d'un module est rappelé sur la **Figure 3.9**.

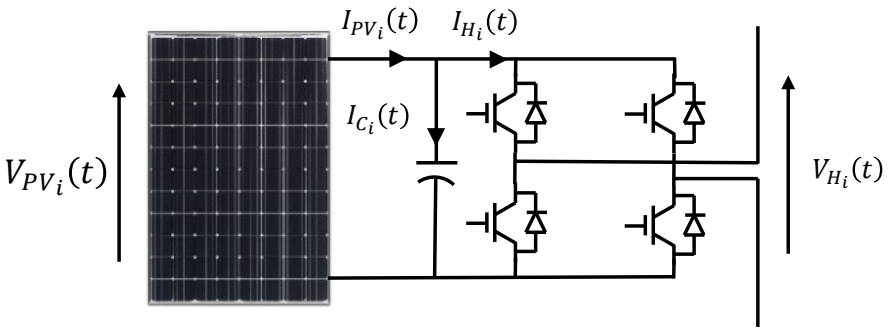


Figure 3.9 - Shéma éléctrique d'un module

La tension V_{PV_i} du panneau photovoltaïque est définie à travers l'évolution du courant $I_{C_i}(t)$ dans le condensateur C_{PV} :

$$I_{C_i}(t) = C_{PV}.\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} \tag{6}$$

Par ailleurs, ce courant $I_{C_i}(t)$ est défini comme étant la différence entre le courant produit par le panneau photovoltaïque du module $I_{PV_i}(t)$ et le courant injecté sur le réseau par le module $I_{H_i}(t)$. Ce courant dépend des ordres de commandes $K_i(t)$ des transistors et du courant réseau $I_{grid}(t)$:

$$I_{C_i}(t) = I_{PV_i}(t) - I_{H_i}(t) = I_{PV_i}(t) - K_i(t).I_{grid}(t) \tag{7}$$

Ainsi, l'évolution de la tension $V_{PV_i}(t)$ peut se définir en fonction des variables du module et du courant réseau I_{grid} :

$$\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} = \frac{1}{C_{PV}}.\left(I_{PV_i}(t) - K_i(t).I_{grid}(t)\right) \tag{8}$$

La fréquence de découpage f_{sw} étant grande devant l'ondulation à 100 Hz de $V_{PV_i}(t)$ et en supposant que $V_{PV_i}(t)$ est linéaire entre deux périodes d'échantillonnage T_{sw}, l'équation (8) peut être intégrée comme suit :

$$\frac{1}{T_{sw}}\int_{t_k}^{t_{k-1}} \frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} = V_{PV_i}(t_k) - V_{PV_i}(t_{k-1}) = \frac{1}{T_{sw}.C_{PV}}.\int_{t_k}^{t_{k-1}} \left(I_{PV_i}(t) - K_i(t).I_{grid}(t)\right) \tag{9}$$

Avec T_{sw}, la période d'échantillonnage telle que $T_{sw} = t_k - t_{k-1}$.

Le courant $I_{PV_i}(t)$ est approximé par son courant moyen $I_{PV_{mean_i}}(t)$:

$$\frac{1}{T_{sw}}\int_{t_k}^{t_{k-1}} I_{PV_i}(t)\,.dt = I_{PV_{mean_i}}(t_k) \tag{10}$$

L'équation de la tension d'un module devient alors :

$$V_{PV_i}(t_k) = V_{PV_i}(t_{k-1}) + \frac{1}{C_{PV}}.\left(I_{PV_{mean_i}}(t_k) - \frac{1}{T_{sw}}\int_{t_k}^{t_{k-1}} K_i(t).I_{grid}(t)\right) \quad (11)$$

Dans cette équation, l'ensemble des éléments sont connus par le contrôleur central (courant moyen panneau I_{PV_i}, ordres de commande K_i et courant de sortie I_{grid}). Pour rappel, à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, seul un module sur les $N_{modules}$ envoie la valeur de sa tension instantanée V_{PV_i} au contrôleur central. Ce dernier peut alors estimer la tension des $N_{modules} - 1$ modules restants en utilisant l'équation (11). Si un module envoie sa donnée V_{PV_i} à l'instant t_k, alors le contrôle central va estimer, à chaque période d'échantillonnage T_{sw}, l'évolution de cette tension V_{PV_i} jusqu'à l'instant $t_k + N_{modules}.T_{sw}$.

Pour mieux visualiser ce comportement, cet estimateur a été simulé en l'intégrant dans le schéma complet de la commande du convertisseur (et en prenant en compte le débit limité du bus de communication). Sur la **Figure 3.10**, la tension $V_{PV_i}(t)$ d'un module est représentée en bleu. Pour rappel, cette tension est la somme d'une composante continue (régulée à V_{opt_i} grâce à l'algorithme de tri du contrôleur central) et d'une composante alternative à 100 Hz dont l'amplitude dépend des conditions du système (courant I_{PV_i}). Le tracé en rouge représente l'information reçue par le contrôleur central. Celui-ci reçoit des données à la fréquence f_{data} faible devant la fréquence de découpage f_{sw} ($f_{data} = \frac{f_{sw}}{N}$). Les zones où la tension (rouge) est constante traduisent le temps d'attente entre deux données provenant du même module. Le tracé jaune représente la tension $V^*_{PV_i}$ estimée grâce à l'équation (11). Cette forme d'onde montre que l'équation de l'estimateur permet de retrouver l'évolution de la tension panneau V_{PV_i} malgré la faible fréquence f_{data}. Lorsque le module envoie une nouvelle donnée (mesurée) de la tension panneau V_{PV_i} à un instant t_k (visible par un changement de valeur de la tension en rouge), cette valeur est directement utilisée dans le schéma de contrôle global. Après une période d'échantillonnage, à l'instant t_{k+1}, le contrôleur central utilise un estimateur pour prédire l'évolution de la tension V_{PV_i} en se basant sur la donnée reçue à l'instant t_k. Ainsi, l'envoi de données permet tout de même de mettre à jour l'estimateur afin d'éviter que ce dernier ne diverge. En effet, la tension estimée $V^*_{PV_i}$(en jaune) n'est pas parfaitement égale à celle de la tension réelle V_{PV_i} et, sans mise à jour, les erreurs d'estimation pourrait s'accumuler et rendre la régulation instable.

Cet algorithme est appliqué, par le contrôleur central, pour chacun des $N_{modules}$ modules.

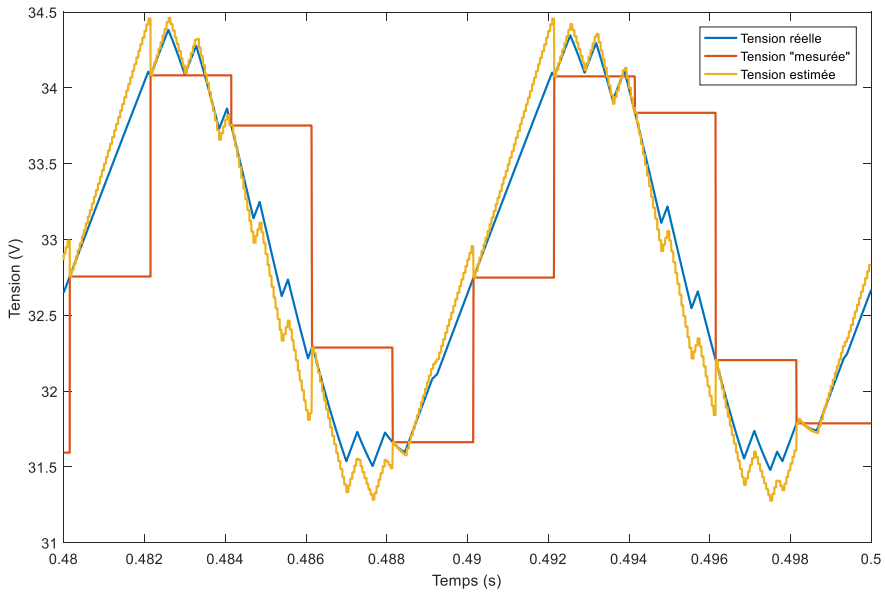


Figure 3.10 - Tension panneau V_{PV_i} réelle (bleu), valeur transmise à travers le bus de communication (rouge) et tension panneau estimée (jaune)

L'efficacité de cet estimateur de la tension V_{PV_i} peut se mesurer lorsque que la donnée correspondante est envoyée par le module i. Il suffit alors de comparer la valeur estimée $V^*_{PV_i}$ avec la valeur réellement reçue et de mesurer l'erreur d'estimation $\varepsilon_{V_{max}}$. En simulation, l'erreur maximale est :

$$\varepsilon_{V_{max}} = \max\left(\left|V^*_{PV_i} - V_{PV_i}\right|\right) \approx 400mV \tag{12}$$

Pour rappel, l'ondulation maximale ΔV_{PV} à 100 Hz sur la tension panneau vaut 1.4V (à puissance nominale). Cela correspond à une incertitude relative maximale de :

$$\frac{\varepsilon_{V_{max}}}{\Delta_{V_{PV}}} = 30\% \tag{13}$$

Cette incertitude provient notamment de deux facteurs :

- la durée de la période de rafraîchissement T_{data} d'une donnée V_{PV_i}. Plus cette période sera élevée (c'est-à-dire plus f_{data} sera faible), plus l'estimateur cumulera les incertitudes et plus l'écart entre la donnée estimée $V^*_{PV_i}$ et la donnée réelle V_{PV_i} s'agrandira (jusqu'à la mise à jour de cette donnée).
- la valeur réelle du condensateur C_{PV}. Dans la simulation du système, il a été choisi de prendre en compte la tolérance des composants. En particulier, chaque condensateur possède une tolérance de $\pm 30\%$. La valeur exacte de chaque condensateur n'est donc pas connue par le contrôleur central. En surestimant (respectivement sous-estimant) la valeur du condensateur, l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i} surestime (respectivement sous-estime) l'évolution des tensions en fonction des courants I_{C_i}. La tension estimée $V^*_{PV_i}$ reste valable grâce à une

mise à jour régulière des données. Cependant, au fur et à mesure de la durée de vie du convertisseur, la valeur du condensateur va nécessairement baisser. Le risque associé serait d'avoir un estimateur qui ne soit plus pertinent dû au manque de précision sur la valeur de ces condensateurs.

Les mesures du courant I_{grid} et du courant $I_{PV_{mean_i}}$ étant relativement précises, ces derniers ne sont pas considérés comme étant des facteurs d'incertitude pour l'équation d'estimation des tensions V_{PV_i}.

En parallèle de l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}, il est possible de construire un nouvel estimateur, basé sur un autre outil algorithmique, afin de suivre, sur la durée de vie du convertisseur, l'évolution de la valeur du condensateur et de la prendre en compte dans l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}. L'idée consiste à comparer les tensions reçues par le bus de communication (à la fréquence f_{data}) et les tensions estimées. L'écart entre l'estimation et la valeur réellement mesurée (et transmise par le bus) permet de retrouver la valeur réelle du condensateur C_{PV_i}, afin d'obtenir un estimateur des tensions panneaux V_{PV_i} précis en permanence.

$$C_{PV_i}(t) = C_{PV}.(1 + \Delta C_i).\big(1 - v(t)\big) \tag{14}$$

Avec :

- C_{PV}(F), la valeur du condensateur (sans prendre en compte la tolérance).
- Δ_{C_i} (sans unité), la tolérance du condensateur ($\pm 30\%$) du module i
- $v(t)$ (sans unité), le « coefficient » de vieillissement du condensateur. Ce coefficient vaut 0 lorsque le condensateur est neuf et 1 lorsqu'il n'est plus fonctionnel. L'évolution de ce coefficient sur la durée de vie du condensateur dépend de nombreux facteurs (technologies, température, tension moyenne appliquée, …).

L'idée de ce nouvel algorithme est d'exploiter une portion $[t_1\ t_2]$ bien spécifique de la période réseau durant laquelle les modules passent la majeure partie de leur temps à charger leurs condensateurs C_{PV_i}. L'intervalle de temps $[t_1\ t_2]$ est représenté sur la **Figure 3.11**. t_1 et t_2 sont définis tel que :

$$\begin{cases} \omega_{grid}.t_1 + \theta_{grid} = -\dfrac{\pi}{4}[\pi] \\ \omega_{grid}.t_2 + \theta_{grid} = +\dfrac{\pi}{4}[\pi] \end{cases} \tag{15}$$

Soit :

$$\begin{cases} t_1 = \dfrac{-\dfrac{\pi}{4} - \theta_{grid}}{\omega_{grid}} \left[\dfrac{\pi - \theta_{grid}}{\omega_{grid}}\right] \\ t_2 = \dfrac{+\dfrac{\pi}{4} - \theta_{grid}}{\omega_{grid}} \left[\dfrac{\pi - \theta_{grid}}{\omega_{grid}}\right] = t_1 + \dfrac{\dfrac{\pi}{2}}{w_{grid}} \end{cases} \tag{16}$$

Durant cet intervalle $[t_1\ t_2]$:

- Les modules restent peu de temps connectés au réseau, car, durant cet intervalle de temps, la tension réseau est faible.
- Durant leurs phases de connexion, la valeur instantanée du courant réseau I_{grid} est faible, car ce courant est en phase avec la tension réseau. Ainsi, le courant I_{PV_i} produit par les panneaux solaires est majoritairement envoyé vers le condensateur : $I_{PV_i}(t) \approx I_{C_i}(t)$.

Ainsi, durant cet intervalle $[t_1\ t_2]$:

$$V_{PV}(t_k) = V_{PV_i}(t_{k-1}) + \frac{I_{PV_{mean_i}}(t)}{T_{sw}.C_{PV}} \tag{17}$$

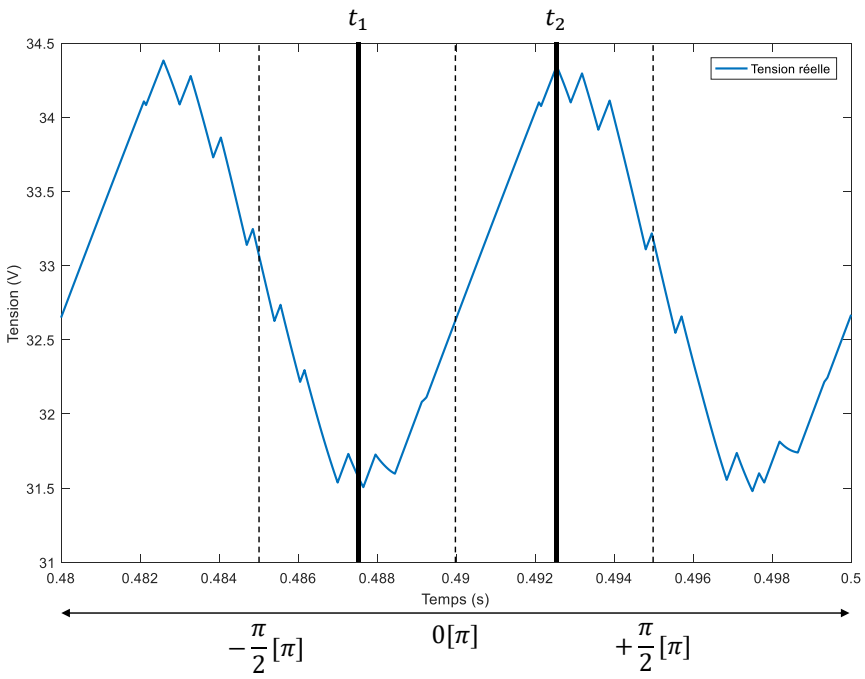


Figure 3.11 – Tension panneau V_{PV_i} et intervalle $[t_1\ t_2]$

Cet intervalle de temps fournit donc une opportunité de construire un estimateur pour déterminer la valeur exacte du condensateur. Cet estimateur compare, à chaque rafraîchissement des données, la tension reçue (mesurée) V_{PV_i} avec la donnée estimée $V^*_{PV_i}$. Deux cas peuvent survenir :

- La donnée V_{PV_i} reçue par le module n°i (à l'instant t_{data_k}) est supérieure à la donnée estimée $V^*_{PV_i}$ par l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}. Cela signifie que la valeur du condensateur $C^*_{PV_i}$ (prise en compte pour cet estimateur depuis l'instant $t_{data_{k-1}}$) est trop grande. La nouvelle valeur de $C^*_{PV_i}$à partir de l'instant t_{data_k} est :

$$C^*_{PV_i}(t_{data_k}) = C^*_{PV_i}(t_{data_{k-1}}) - \delta C_{PV} \tag{18}$$

- La donnée V_{PV_i}reçue par le module n°i (à l'instant t_{data_k}) est inférieure à la donnée estimée $V^*_{PV_i}$ par l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}. Cela signifie que la valeur du condensateur $C^*_{PV_i}$ (prise en compte pour cet estimateur depuis l'instant $t_{data_{k-1}}$) est trop faible. Ainsi, la nouvelle valeur de $C^*_{PV_i}$à partir de l'instant t_{data_k} :

$$C^*_{PV_i}(t_{data_k}) = C^*_{PV_i}(t_{data_{k-1}}) + \delta C_{PV} \tag{19}$$

Avec :

$$t_{data_k} - t_{data_{k-1}} = \frac{1}{f_{data}} = T_{data} \tag{20}$$

La valeur choisie pour δC_{PV} doit permettre d'asservir le système en quelques périodes réseau au premier démarrage et ne doit pas faire varier trop fortement la valeur de $C^*_{PV_i}$ entre deux périodes T_{data} pour ne pas perturber les autres boucles de régulation:

$$\delta C_{PV} = C_{PV} * 0.5\% \tag{21}$$

La **Figure 3.12** présente l'évolution de l'estimation de la valeur de $C^*_{PV_i}$ (en rouge) par rapport à la valeur réelle C_{PV_i}. A l'initialisation du système, la valeur de l'estimateur $C^*_{PV_i}$ est celle de la donnée du fabricant. Dans cet exemple de simulation, la valeur réelle est 25% supérieure à la donnée du fabricant. En quelques dizaines de périodes réseau, l'estimateur parvient à retrouver la valeur réelle et l'intègre dans son équation pour l'estimateur des tensions panneaux V_{PV_i}. En régime permanent, l'estimateur possède une oscillation de $\pm\delta C_{PV}$. Cependant, cela ne pose aucun problème, car cette oscillation est faible devant la valeur réelle du condensateur.

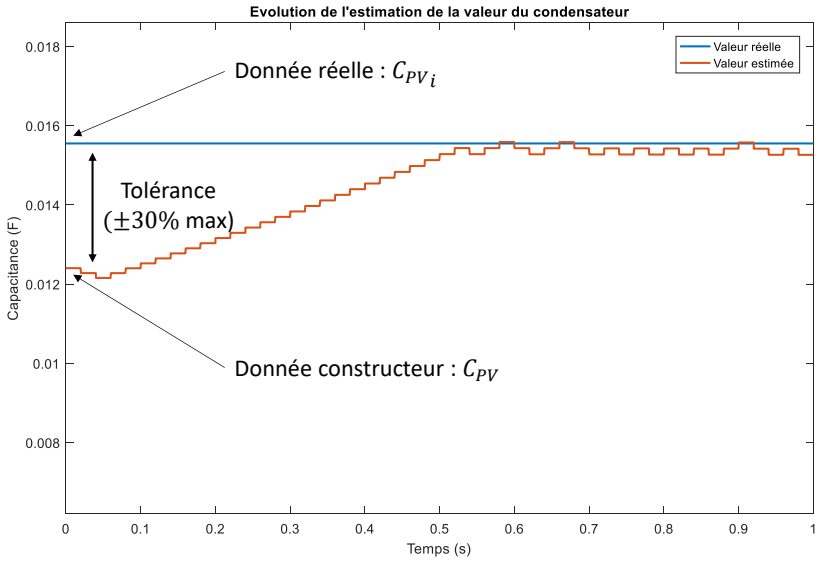


Figure 3.12 - Evolution de la valeur estimée du condensateur C_{PV_i} par rapport à la valeur réelle

A $t \approx 0{,}9\ s$, le contrôleur central connaît avec précision la valeur de C_{PV_i} et intègre cette valeur dans son équation d'estimation de V_{PV_i}. La forme d'onde de la tension estimée $V^*_{PV_i}$ (jaune) est présentée sur la **Figure 3.13**. Grâce à ce nouvel estimateur de C_{PV_i}, la tension réelle V_{PV_i} (bleu) et la tension estimée $V^*_{PV_i}$ sont quasiment superposées :

$$\varepsilon_{V_{max}} = \max\left(\left|V^*_{PV_i} - V_{PV_i}\right|\right) \approx 25mV \tag{22}$$

La précision de l'estimateur des tensions V_{PV_i} passe donc de 30% à :

$$\frac{\varepsilon_{V_{max}}}{\Delta_{V_{PV}}} = 2\% \tag{23}$$

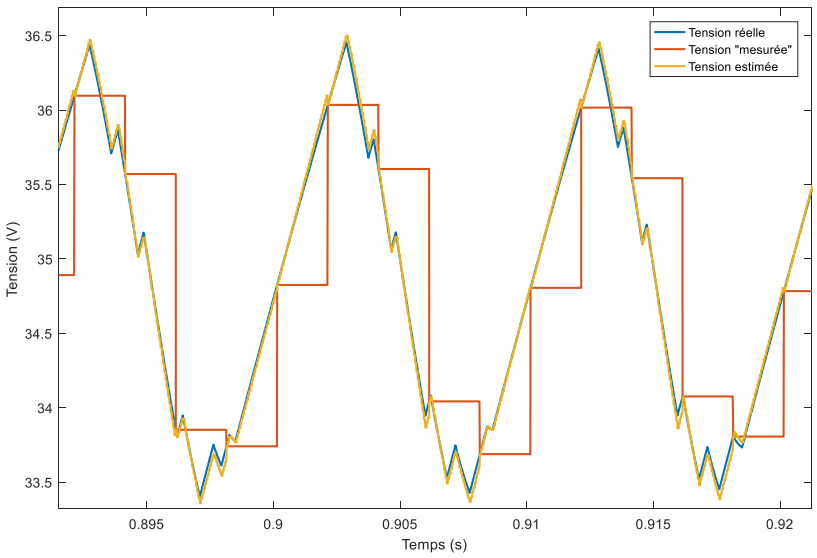


Figure 3.13 - Forme d'onde de la tension panneau V_{PV_i} (bleu), de la tension estimée $V^*_{PV_i}$ (jaune) et la tension transmise par le bus (rouge) avec $C^*_{PV_i} = C_{PV_i}$

La mise en place d'un algorithme d'estimation de l'évolution des tensions V_{PV_i}, par le contrôleur central, permet de fortement atténuer l'impact de la limite du bus de communication sur les formes d'ondes des grandeurs régulées. De plus, il est possible d'améliorer cet algorithme initial en appliquant un second algorithme permettant d'estimer la valeur réelle du condensateur C_{PV_i} d'un module. Ces deux algorithmes fonctionnent alors de façon simultanée et le contrôleur central conserve une vision, en temps réel (à f_{sw}), de l'ensemble des grandeurs du système.

C. Fonctionnement sans capteurs de courant

Dans le schéma de contrôle présenté dans le chapitre 2 pour la commande du convertisseur, le contrôleur central a besoin de connaître l'évolution de deux grandeurs pour chaque module : la tension panneau V_{PV_i} et le courant panneau $I_{PV\,i}$. La mesure de la tension panneau V_{PV_i} est nécessaire pour garantir une régulation de celle-ci autour d'une tension optimale, fournie par l'algorithme MPPT (Maximum Power Point Tracking). La mesure du courant I_{PV_i} est également nécessaire pour le schéma de contrôle du contrôle central (pour l'algorithme de tri) et pour l'algorithme MPPT. En effet, pour déterminer la tension optimale d'un panneau, l'algorithme MPPT nécessite de calculer la valeur de la puissance de sortie P_{PV_i} de ce dernier ($V_{PV_i} * I_{PV_i}$). Cependant, cette mesure présente l'inconvénient de recourir à l'utilisation d'un shunt de mesure et d'un circuit de mesure différentielle. Dans une application avec de nombreux modules, et donc de nombreux capteurs de courants, il est intéressant de développer des méthodes algorithmiques permettant d'estimer la valeur du courant I_{PV_i} sans recourir à un circuit de mesure.

Dans le schéma complet de la commande, deux usages différents sont fait de la valeur du courant. Premièrement, le contrôleur central a besoin de connaître le courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ de chaque panneau. En faisant le choix de supprimer le capteur de courant, il devient nécessaire de déterminer une méthode d'estimation de cette valeur $I_{PV_{mean_i}}$ par module à partir des informations disponibles (I_{grid}, V_{grid}, K_i, …). Le deuxième usage de la valeur du courant est effectué au niveau du contrôleur local qui applique l'algorithme MPPT. Cependant, le contrôleur local n'a pas accès aux mêmes informations (I_{grid}, V_{grid} par exemple) que le contrôleur central. L'estimation de cette valeur doit donc être faite par une autre méthode.

1. Estimateur du courant moyen des panneaux $I_{PV_{mean_i}}$

En l'absence de capteurs de courants au niveau des modules, le contrôleur central doit déterminer par un autre moyen la valeur du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ (sur une demi-période réseau) de chaque panneau.

Le courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ (sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$) de chaque panneau peut être défini par l'équation suivante :

$$I_{PV_{mean_i}}(t_0) = \frac{2}{T_{grid}} \int_{t_0 - \frac{T_{grid}}{2}}^{t_0} I_{PV_i}(t).dt \tag{25}$$

De façon analogue, la tension moyenne $V_{PV_{mean_i}}$ (sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$) de chaque panneau peut être définie par l'équation suivante :

$$V_{PV_{mean_i}}(t_0) = \frac{2}{T_{grid}} \int_{t_0 - \frac{T_{grid}}{2}}^{t_0} V_{PV_i}(t).dt \tag{26}$$

En régime permanent, le contrôleur central assure que cette tension moyenne $V_{PV_{mean_i}}$ soit égale à la tension V_{MPPT_i} calculée par l'algorithme MPPT . Cet algorithme assure que la tension V_{MPPT_i} correspond à la tension optimale du panneau du module :

$$V_{PV_{mean_i}}(t) = V_{MPPT_i}(t) = V_{opt_i}(t) \tag{27}$$

Ainsi, la tension moyenne est une information connue, car elle est mesurée et régulée par le contrôleur central. De plus, en supposant faible les variations de $V_{PV_i}(t)$ autour de $V_{PV_{mean_i}}(t)$ et de $I_{PV_i}(t)$ autour de $I_{PV_{mean_i}}(t)$, la puissance moyenne $P_{PV_{mean_i}}$ de chaque module peut se définir de la façon suivante :

$$P_{PV_{mean_i}}(t_0) = \frac{2}{T_{grid}} \int_{t_0 - \frac{T_{grid}}{2}}^{t_0} V_{PV_i}(t).I_{PV_i}(t).dt \approx V_{PV_{mean_i}}(t_0).I_{PV_{mean_i}}(t_0) \tag{28}$$

Par ailleurs, cette puissance peut également être définie à travers l'énergie envoyée sur le réseau électrique, par le module i, au cours d'une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, en négligeant l'ensemble des pertes. Cette énergie peut être calculée par le contrôleur central pour chaque module, car il connaît les instants de connexions $K_i(t)$ de chaque module et il mesure, en temps réel, la puissance instantanée injectée sur le réseau à travers la mesure de $I_{grid}(t)$ et de $V_{grid}(t)$. Cette puissance se définit de la façon suivante :

$$P_{PV_{mean_i}}(t_0) = \frac{2}{T_{grid}} . \int_{t_0-\frac{T_{grid}}{2}}^{t_0} V_{grid}(t).I_{grid}(t).|K_i(t)|.dt \tag{29}$$

En rassemblant les équations (28) et (29), la valeur du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ peut s'exprimer à l'aide de l'équation suivante :

$$I_{PV_{mean_i}}(t_0) = \frac{2}{T_{grid}} . \frac{\int_{t_0}^{t_0+\frac{T_{grid}}{2}} V_{grid}(t).I_{grid}(t).|K_i(t)|.dt}{V_{PV_{mean_i}}(t_0)} \tag{30}$$

Tous les paramètres de cette équation sont connus du contrôleur central pour chaque module avec une bonne précision. Par ailleurs, cette méthode n'est pas compatible avec les architectures de pilotage où les ordres de commandes sont générés au niveau des modules [3], car les informations des connexions des modules ne sont pas connues par le contrôleur central.

La **Figure 3.14** présente le courant du panneau solaire d'un module I_{PV_i} (bleu) au démarrage et en régime permanent, et l'estimation du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ (rouge). Le courant estimé $I_{PV_{mean_i}}{}^*$, à l'aide de l'équation (30), correspond bien à la valeur moyenne $I_{PV_{mean_i}}$ du courant réel. En régime transitoire, cet estimateur accuse un retard d'une demi-période réseau $\delta t = \frac{T_{grid}}{2}$, car le calcul s'effectue sur les données de la demi-période qui vient de s'écouler.

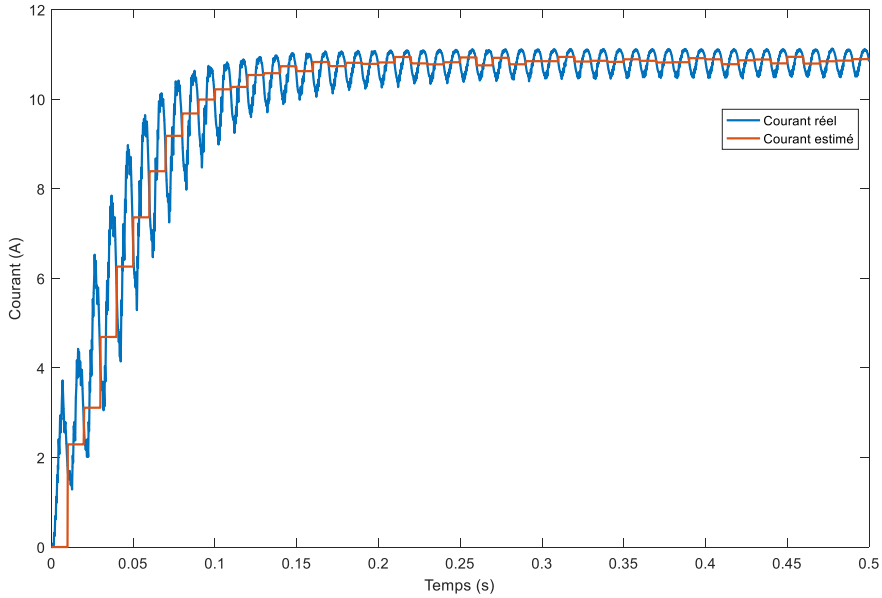


*Figure 3.14 – Estimation du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ par le contrôleur central (**Simulation**)*

La **Figure 3.15** présente le courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ obtenue expérimentalement avec un panneau d'une puissance de 45W (et une tension moyenne de 34V). Les données du courant réel I_{PV_i} ont été prises à l'oscilloscope et les données du courant moyen estimée $I^*_{PV_{mean_i}}$ ont été calculées par le

microcontrôleur central à la période $\frac{T_{grid}}{2}$. L'algorithme d'estimation du courant a été intégré dans le contrôleur central du prototype expérimental. La figure permet de rappeler que le courant du panneau I_{PV_i} possède trois composantes :

- Le courant consommé par l'électronique locale (driver, MCU) : I_{power}
- Le courant dans le condensateur C_{PV} : I_{C_i}
- Le courant d'entrée du pont en H : I_{H_i}

$$I_{PV_i} = I_{c_i} + I_{H_i} + I_{power} \tag{31}$$

L'estimateur ne prend pas en compte le courant I_{power}, car celui-ci n'est pas envoyé sur le réseau électrique. La conception du circuit du module ne permet pas de mesurer uniquement le courant $I_{C_i} + I_{H_i}$. Ainsi, sur la figure, le décalage entre le courant mesuré I_{PV_i} et le courant estimé $I_{PV_{mean_i}}$ (fourni par le contrôleur central) correspond au courant I_{power}.

La mesure au multimètre (Fluke 87V) du courant panneau est $1.46A$ et la valeur fournie par l'estimateur est de $1.32A$. En supposant un courant I_{power} constant de $50mA$, l'erreur d'estimation est :

$$\varepsilon_I = \frac{(1.46 - 0.05) - 1.32}{1.46} = 6\% \tag{32}$$

Pour rappel, cet estimateur a pour rôle de fournir à l'algorithme de tri un moyen de comparer les disparités de puissance entre les modules. Une erreur de 6% est parfaitement acceptable pour le fonctionnement du système. Par ailleurs, il est important de noter que la précision de cet estimateur dépend de la précision sur la mesure de $I_{grid}(t)$. Lorsque l'onduleur produit peu par rapport à sa puissance maximale (typiquement 10%), la précision de l'estimateur peut baisser légèrement. Toutefois, l'erreur est la même pour tous les panneaux puisqu'elle provient de la mesure de I_{grid} qui est commune. Cette erreur n'impact donc pas le tri des panneaux.

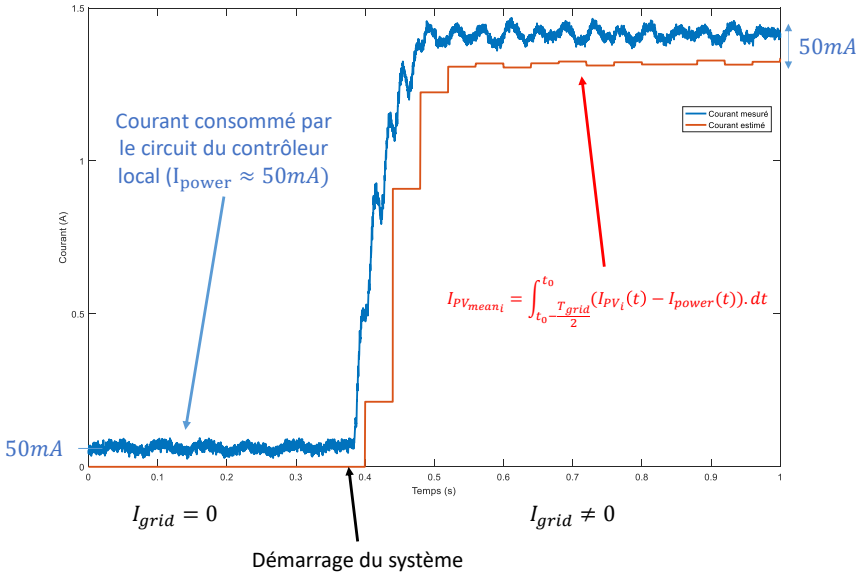


*Figure 3.15 - Estimation du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ **(Expérimental)***

Cet estimateur du courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ des panneaux s'ajoute aux deux autres estimateurs établis précédemment : l'estimateur de la valeur réelle des condensateurs C_{PV_i} et l'estimateur des tensions V_{PV_i}. Ces trois estimateurs permettent de faire fonctionner le convertisseur à la fréquence f_{sw} de 20 kHz sans utiliser de capteurs de courant au niveau des modules. Un schéma récapitulatif de ces estimateurs est présenté sur la **Figure 3.16** :

- Le contrôleur central calcule les courants moyens des panneaux $I_{PV_{mean_i}}$ à l'aide de l'estimateur présenté dans ce paragraphe.
- Cette mesure permet d'estimer, en l'absence de données provenant du bus, l'évolution des tensions V_{PV_i} à chaque période d'échantillonnage.
- Les tensions estimées $V^*_{PV_i}$ et les tensions réelles V_{PV_i}, remontées par le bus à basse fréquence f_{data}, sont comparées afin de déterminer la valeur réelle du condensateur C_{PV_i}, ce qui permet d'améliorer l'algorithme d'estimation des tensions V_{PV_i}.

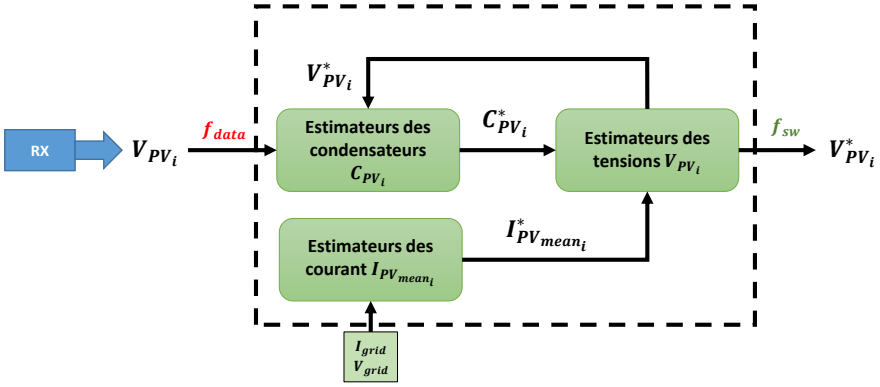


Figure 3.16 - Schéma récapitulatif des trois estimateurs

L'absence de capteur de courant au niveau des modules est compensé par une solution algorithmique pour le schéma de régulation du contrôleur central. Cependant, l'algorithme MPPT est effectué par le contrôleur local et ce dernier nécessite d'avoir accès à l'information sur le courant de son panneau.

2. Maximum Power Point Tracking (MPPT)

Pour rappel, les panneaux photovoltaïques ont des caractéristiques Tension-Courant non-linéaires qui dépendent de l'irradiation solaire (W/m²) et de la température (T) [7]. La **Figure 3.17** présente les caractéristiques Tension-Courant (tracé du haut) et Puissance-Tension (tracé du bas) d'un panneau photovoltaïque pour plusieurs valeurs d'irradiation et une température fixe. Une variation de l'irradiation provoque une variation de la tension optimale V_{opt} correspondant au point de puissance maximale P_{opt}. L'algorithme utilisé pour déterminer ce point de puissance maximale est appelé Maximum Power Point Tracking (MPPT).

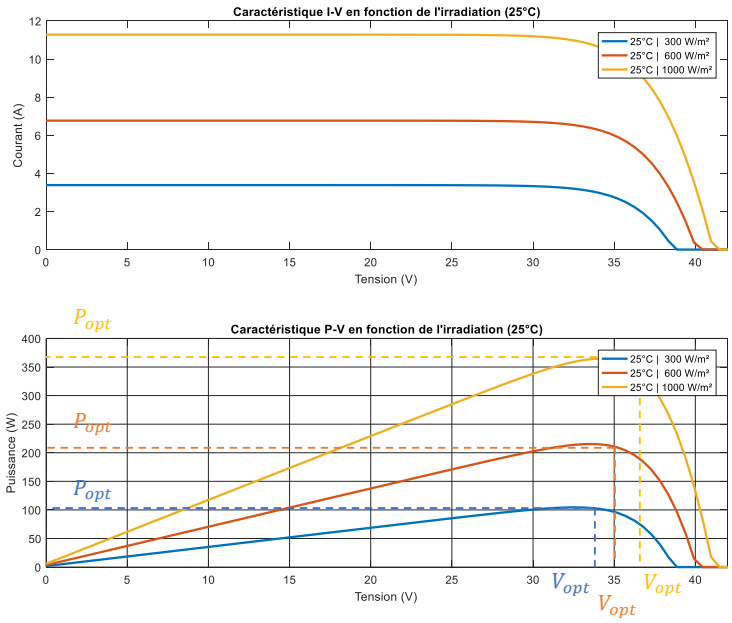


Figure 3.17 - Courbe V-I et P-V en fonction de l'irradiation (à T=25 °C)

Dans l'état de l'art, de nombreuses méthodes ont été proposées. La méthode classique, intitulée P&O (Perturbation & Observation) [8,9], consiste, à partir d'un état d'équilibre (V_{eq_1},P_{eq_1}) à imposer une perturbation ΔV sur la tension du panneau, en régime permanent. Le contrôleur mesure alors le nouvel état d'équilibre obtenu (V_{eq_2},P_{eq_2}). Si $P_{eq_2} > P_{eq_1}$, alors une nouvelle perturbation ΔV est appliquée. En revanche, si $P_{eq_2} < P_{eq_1}$, alors une perturbation opposée $-\Delta V$ est appliquée. Le choix de la perturbation est souvent un compromis entre stabilité, précision et rapidité [10]. Des techniques plus avancées, basées sur une optimisation en temps réel de la perturbation ΔV[11] ont également été publiées.

Un autre exemple de méthode de MPPT est le Ripple Correlation Control (RCC) [12]. Cette technique utilise, comme source de perturbation, l'ondulation imposée par le découpage à haute fréquence du convertisseur auquel le panneau est connecté. La commutation des transistors provoque des variations de la tension V_{PV_i} (et du courant I_{PV_i}) autour d'une valeur moyenne. L'amplitude de ces variations dépend des élements passifs du convertisseur. La méthode RCC exploite ces oscillations pour explorer plusieurs points de tensions (et les points de puissance associés) de la caractéristique P-I du panneau afin de déterminer le point de puissance maximale (par itérations successives). Contrairement aux méthodes présentées précedemment, le RCC n'ajoute aucune perturbation supplémentaire et possède une dynamique de réponse très rapide.

Dans le cas de la topologie CHBMLI, cette méthode est particulièrement appropriée, car la tension panneau V_{PV_i} de chaque module possède une ondulation ΔV_{PV_i} à 100 Hz autour de la tension moyenne. Dans l'état de l'art, cette méthode n'a jamais été appliquée sur cette topologie. Dans les prototypes de CHBMLI, les condensateurs utilisés semblent souvent surdimensionnés (afin de garantir

une meilleure stabilité pour la régulation), ce qui fait que l'ondulation à 100Hz est souvent négligeable et la méthode RCC n'est donc pas employable. Dans notre cas, le chapitre 2 a montré qu'il est possible de garantir les performances de régulation (stabilité, dynamique) du convertisseur en dimensionnant les condensateurs pour limiter l'ondulation à 100 Hz telle que $\Delta V_{PV_i} = 4\% * V_{PV_i}$. Dans cette section, l'algorithme RCC sera appliqué à la topologie CHBMLI. Par ailleurs, l'application de cet algorithme sans capteurs de courant au niveau du module sera étudiée.

a. Algorithme MPPT RCC

La forme d'onde en régime permanent de la tension $V_{PV_i}(t)$ d'un module sur une période réseau T_{grid} est présentée sur la **Figure 3.18**. Celle-ci se décompose en trois parties : une valeur continue (en noir pointillé), une composante à 100 Hz (en rouge pointillé) et une ondulation liée aux commutations à une fréquence moyenne de $\frac{f_{sw}}{N_{modules}}$ (en vert) en régime permanent (au maximum un seul module par période T_{sw} est connecté et un seul est déconnecté). La valeur continue est régulée, grâce aux boucles de régulation et à l'algorithme de tri du contrôleur central, vers la tension V_{MPPT_i} déterminée par l'algorithme de MPPT. L'ondulation à 100 Hz ($2f_{grid}$) dépend du courant I_{PV} produit par le panneau solaire et de la valeur du condensateur C_{PV}. Pour finir, l'ondulation à la fréquence $\frac{f_{sw}}{N_{modules}}$ vient du découpage séquentiel de l'ensemble des $N_{modules}$ modules à la fréquence f_{sw}. Cette dernière ondulation est négligeable devant l'ondulation à 100Hz lorsque $\frac{f_{sw}}{N_{modules}} \gg 2f_{grid}$ (ce qui est le cas ici).

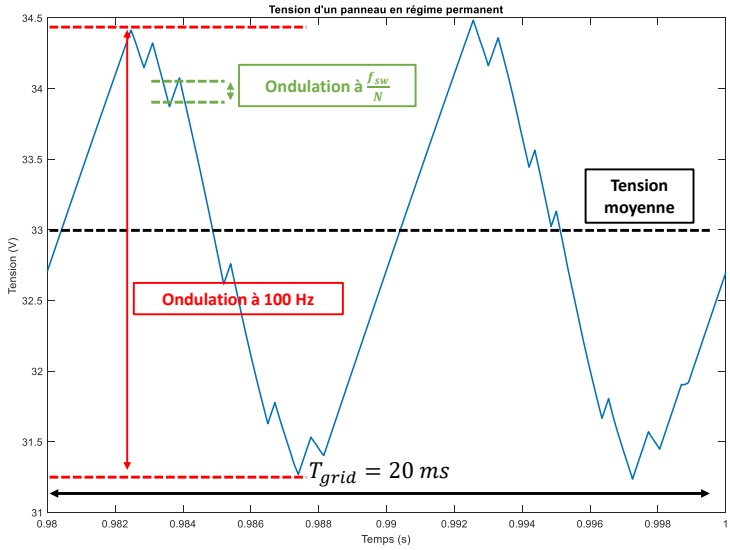


Figure 3.18 - Décomposition de la forme d'onde de la tension d'un panneau V_{PV_i}

L'idée de l'algorithme MPPT de Ripple Correlation Control [12], présentée sur la **Figure 3.19**, consiste à utiliser l'ondulation à 100 Hz, naturellement présente, pour échantillonner les points de tensions (en rouge) et estimer les puissances correspondantes. En l'absence de capteurs de courant, les puissances seront calculées à partir de la valeur de la tension V_{PV_i} et d'une estimation du courant I_{PV_i} (présenté dans la section suivante).

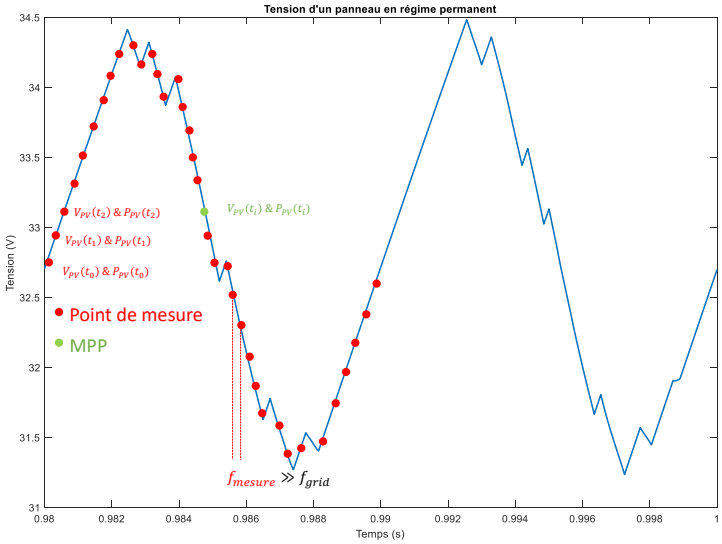


Figure 3.19 - Principe de l'algorithme MPPT de Ripple Correlation Control appliqué au CHBMLI

En échantillonnant de nombreux points de tensions et les puissances correspondantes, l'algorithme détermine le point de tension (représenté en vert sur la **Figure 3.19**) pour lequel la puissance est maximale. L'algorithme indique alors au contrôleur central la nouvelle valeur $V_{MPPT}(t_{MPPT_k})$ autour de laquelle la tension du panneau correspondant doit être régulée :

$$V_{MPPT}(t_{MPPT_k}) = V_{PV_i}(t_{P_{max}}) \tag{33}$$

Où $t_{P_{max}}$ correspond à l'instant, sur la période $[t_{MPPT_k} \rightarrow t_{MPPT_{k-1}}]$, auquel le contrôleur local a déterminé que la puissance est maximale :

$$P_{PV_i}(t = t_{P_{max}}) = \max \begin{pmatrix} P_{PV_i}(t_{MPPT_{k-1}} + 0.T_{mesure}) \\ P_{PV_i}(t_{MPPT_{k-1}} + 1.T_{mesure}) \\ P_{PV_i}(t_{MPPT_{k-1}} + 2.T_{mesure}) \\ \dots \\ P_{PV_i}(t_{MPPT_{k-1}} + K.T_{mesure}) \end{pmatrix} \tag{34}$$

Avec :

$$t_{MPPT_k} - t_{MPPT_{k-1}} = \frac{1}{f_{MPPT}} = \frac{1}{1\,Hz} = 1\,seconde \tag{35}$$

La fréquence d'échantillonnage de calcul de la puissance $P_{PV_i}(t)$ et de la mesure de $V_{PV_i}(t)$ est f_{mesure}. Cette fréquence doit être suffisamment grande devant la fréquence $2.f_{grid}$ afin de garantir un grand nombre de points échantillonnés. Pour cette application, la fréquence f_{mesure} est choisie telle que :

$$f_{mesure} = \frac{1}{T_{mesure}} = f_{sw} = 20\ kHz \tag{36}$$

Ainsi, sur la période $[t_{MPPT_k} \rightarrow t_{MPPT_{k-1}}]$, le nombre K_{points} de points d'échantillonnage exploités pour déterminer la tension $V_{MPPT}(t_{MPPT_k})$ correspondant au point de puissance maximale est :

$$K_{points} = \frac{f_{mesure}}{f_{MPPT}} = 20\ 000\ points \tag{37}$$

Cet algorithme est entièrement calculé par le contrôleur local. La nouvelle valeur de V_{MPPT_i} du module n°i est mise à jour à la fréquence $f_{MPPT} = 1\ Hz$ et est envoyée au contrôleur central. Ce dernier régule alors la tension moyenne du panneau correspondant vers cette nouvelle valeur V_{MPPT_i}. Grâce à cette méthode, l'algorithme ne crée pas de perturbations aléatoires sur la tension du panneau V_{PV_i}. La rapidité de cet algorithme dépend de la valeur de l'ondulation $\Delta V_{PV_i}(t)$, qui dépend du courant $I_{PV_i}(t)$ du panneau. Plus l'ondulation est grande, plus la régulation sera rapide, car la plage de tension échantillonnée sera plus grande.

La **Figure 3.20** présente la tension V_{PV_i} et le courant I_{PV_i} du panneau d'un module pour illustrer la réponse de l'algorithme au démarrage.

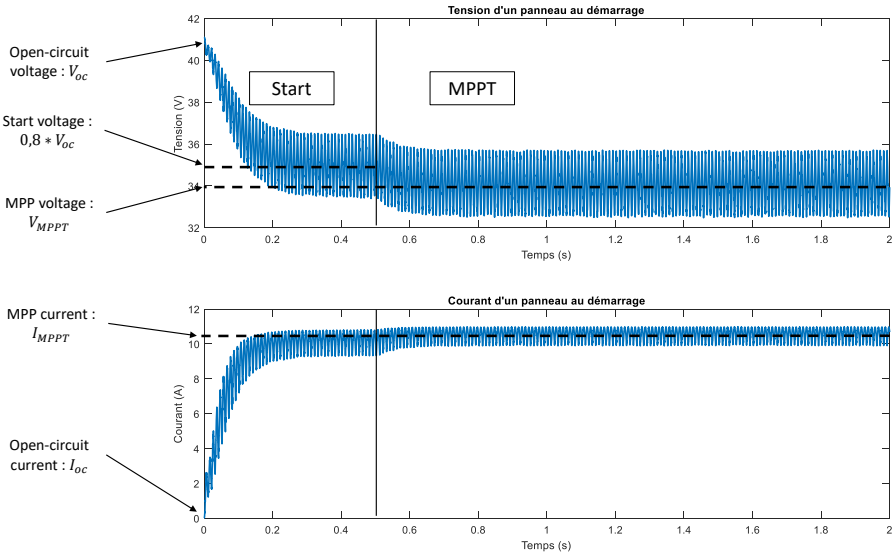


Figure 3.20 – Formes d'ondes de la tension panneau V_{PV_i} (en haut) et du courant panneau I_{PV_i} au démarrage du convertisseur (en bas)

A $t = 0s$, la tension du panneau est égale à sa tension de circuit ouvert V_{oc} et le courant du panneau est égal à son courant de circuit ouvert I_{oc} :

$$\begin{cases} V_{PV_i}(t = 0) = V_{oc} \\ I_{PV_i}(t = 0) = I_{oc} = 0 \end{cases} \tag{38}$$

Etant donné que le courant du panneau I_{PV_i} est nul, l'ondulation à 100 Hz sur la tension du panneau est également nulle :

$$I_{PV_i}(t = 0) = 0 \quad \Longrightarrow \quad \Delta V_{PV_i}(t = 0) = 0 \tag{39}$$

Ainsi, l'algorithme proposé ne peut pas être activé au démarrage, car l'échantillonnage ne contient qu'une seule donnée : la tension de circuit-ouvert dont la puissance correspondante est nulle :

$$V_{PV_i}(t = 0) = V_{oc} \quad \Longrightarrow \quad P_{PV_i}(t = 0) = 0 \tag{40}$$

Il est connu que, pour une température et une irradiation données, la tension optimale est située entre 70% et 90% de la tension de circuit ouvert. La valeur exacte dépend du modèle du panneau photovoltaïque. Au démarrage, l'algorithme de MPPT envoie donc une consigne égale à 80% de V_{oc} :

$$V_{MPPT}(t < t_{start}) = V_{oc} * 80\% \tag{41}$$

Le temps t_{start} correspond au temps requis par le convertisseur pour se placer en régime permanent. Grâce aux algorithmes de contrôle développés dans le chapitre 2, le convertisseur parvient à se stabiliser dans ce régime en une dizaine de périodes réseau T_{grid}. Cela correspond au temps minimal avant d'activer l'algorithme MPPT :

$$t_{start} > 10.T_{grid} \tag{42}$$

Une fois le régime permanent établi, à $t = t_{start} = 0.5$, l'algorithme de MPPT démarre et, après avoir échantillonné les points de tensions V_{PV_i} grâce à l'ondulation à 100 Hz, il détermine la nouvelle valeur de la tension V_{MPPT_i}. Il faut ensuite plusieurs périodes réseaux pour que le contrôleur central stabilise la tension V_{PV_i} du module correspondant autour de cette nouvelle valeur V_{MPPT_i}. Lorsque la tension V_{MPPT_i}, fournie par l'algorithme de MPPT, n'évolue plus alors le point de puissance du panneau correspond au point de puissance maximal :

$$V_{MPPT_i}(t) = V_{opt_i}(t) \tag{43}$$

L'utilisation d'un algorithme MPPT de Ripple Correlation Control (RCC), sur une topologie CHBMLI, permet de profiter de l'ondulation à 100Hz présente sur la tension V_{PV_i} pour échantillonner de nombreux points de tension. Cela permet de déterminer (par itérations successives) la tension optimale sans provoquer de perturbations sur la tension du panneau. Le fonctionnement de cet

algorithme sans capteurs de courant nécessite la construction d'un estimateur du courant panneau I_{PV_i}.

b. Estimateur du courant panneau I_{PV_i} par le contrôleur local

Le calcul de l'algorithme de MPPT nécessite la connaissance, à chaque point d'échantillonnage de la tension V_{PV_i} à f_{mesure}, de la puissance P_{PV_i}. La formule de la puissance du panneau photovoltaïque d'un module est :

$$P_{PV_i}(t) = I_{PV_i}(t).V_{PV_i}(t) \tag{44}$$

De plus, le courant $I_{PV_i}(t)$ est tel que :

$$I_{PV_i}(t) = I_c(t) + I_{grid}(t).K_i(t) = C_{PV}.\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} + I_{grid}(t).K_i(t) \tag{45}$$

Grâce à cette équation, il est possible, pour le contrôleur local de construire un estimateur du courant instantané $I^*_{PV_i}(t)$ de façon à pouvoir obtenir le courant $I_{PV_i}(t)$ sans le mesurer. La **Figure 3.21** montre l'évolution du courant $I_{PV_i}(t)$ d'un module sur une période réseau en régime permanent. Cette Figure permet de montrer qu'il existe deux configurations pour l'équation (45) :

- Lorsque $K_i(t) = 0$, le module est en mode bypass et l'équation de l'estimateur de courant est uniquement liée à la tension du panneau $V_{PV_i}(t)$ et à la valeur de condensateur C_{PV} :

$$I^*_{PV_i}(t) = C_{PV}.\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} \tag{46}$$

- Lorsque $K_i(t) = \pm 1$, le module est connecté (positivement ou négativement) et l'équation de l'estimateur de courant est alors liée à la tension du panneau $V_{PV_i}(t)$, à la valeur du condensateur C_{PV}, mais également à la valeur instantanée du courant réseau $I_{grid}(t)$:

$$I^*_{PV_i}(t) = C_{PV}.\frac{dV_{PV_i}(t)}{dt} \pm I_{grid}(t) \tag{47}$$

Le contrôleur local ne dispose pas de la donnée $I_{grid}(t)$, car il ne la mesure pas directement (pour ne pas rajouter de capteur supplémentaire) et cette donnée n'est pas non plus transférée par le contrôleur central (qui lui la mesure directement) pour ne pas surcharger le bus de communication. La **Figure 3.21** présente la forme d'onde du courant I_{PV_i} (agrandissement autour de la valeur moyenne) sur une période réseau. Les phases représentées en rouge sont les phases durant lesquelles le module est connecté (positivement ou négativement) et les phases en vert sont les phases durant lesquelles le module est en bypass. Cette forme d'onde montre qu'il est possible de construire un estimateur

basé uniquement sur la mesure de la tension V_{PV_i} durant les phases où $K_i(t) = 0$. En effet, la section correspondante (surlignée en verte) représente une portion importante de la période réseau durant laquelle un nombre important d'échantillons de tension V_{PV_i} peut être récupéré.

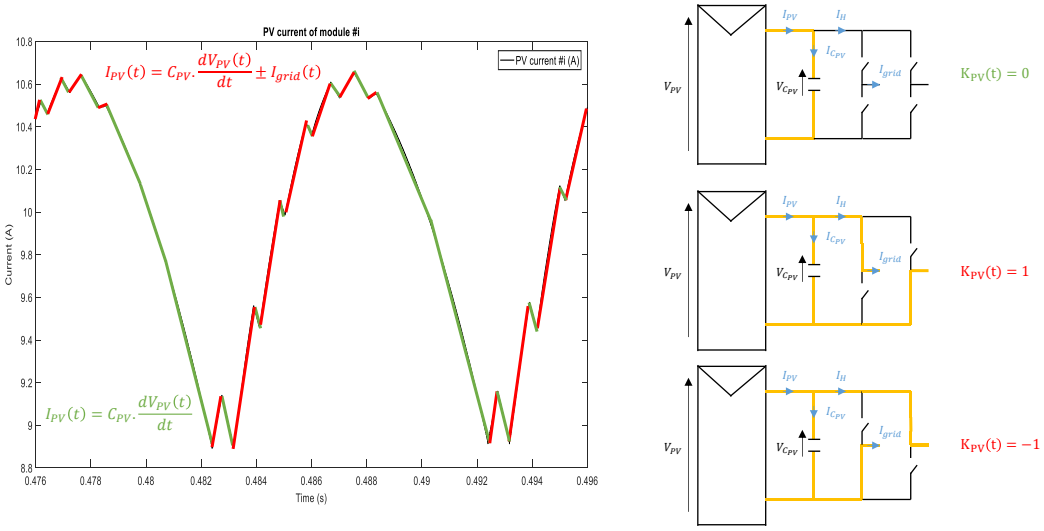


*Figure 3.21 – Forme d'onde du courant panneau I_{PV_i} sur une période réseau (**Simulation**)*

Sur la **Figure 3.22**, la forme d'onde du courant réel $I_{PV_i}(t)$ est affichée en bleu et celle du courant estimée $I^*_{PV_i}(t)$ est affichée en rouge. Les phases durant lesquelles le courant estimé $I^*_{PV_i}$ (rouge) est constant sont les phases durant lesquelles l'estimateur ne peut pas fournir de données, car $K_i(t) = \pm 1$. Malgré cela, cet estimateur parvient à fournir un grand nombre de points où la valeur du courant estimé $I^*_{PV_i}$ correspond à la valeur réelle I_{PV_i}. Cela permet d'avoir une bonne estimation de la puissance P_{PV_i} pour de nombreux points de tension V_{PV_i}. Un grand nombre de points sont récupérés durant les phases où la tension du réseau $V_{grid}(t)$ est proche de zéro (par exemple, autour de $t = 1{,}48s$ sur la **Figure 3.22**). En effet, durant ces phases, un faible nombre de modules ont besoin d'être connectés et donc la majorité des modules sont en mode bypass ($K_i(t) = 0$). Durant ces phases, le module passe une majeure partie du temps à être en mode bypass et la tension du module augmente, car le panneau correspondant est directement connecté au condensateur. Lorsque la tension réseau atteint la phase durant laquelle un grand nombre de modules doivent être connectés, les estimateurs ont moins d'échantillons disponibles pour estimer le courant.

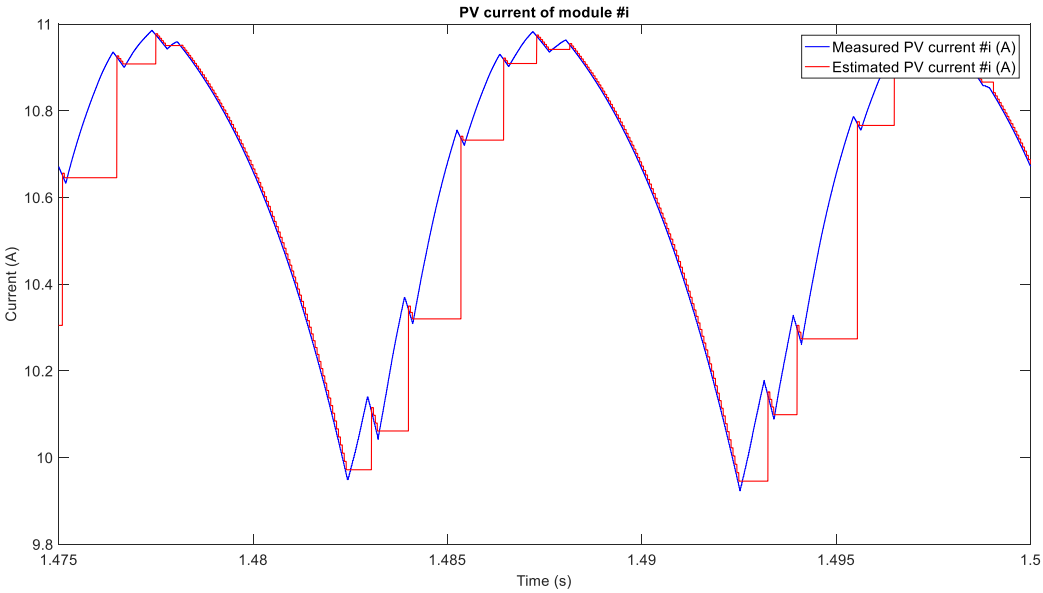


*Figure 3.22 - Comparaison entre le courant réel I_{PV_i} (bleu) et le courant estimé $I^*_{PV_i}$(rouge) (**Simulation**)*

Il est important de noter que dans cette simulation, la valeur du condensateur C_{PV} est supposée parfaitement connue. En réalité, cette valeur possède une tolérance initiale d'environ 20 à 30% et une dérive (à la baisse) de sa valeur dans le temps. Cet estimateur ne doit pas être utilisé pour mesurer la valeur réelle du courant I_{PV_i} , car l'incertitude liée au condensateur rend cette valeur inexploitable. En revanche, cet estimateur de courant $I^*_{PV_i}$ est utilisé afin de déterminer le point de tension qui maximise la puissance. Les incertitudes liées au condensateur n'ont donc aucun impact sur l'utilisation de cet estimateur pour la détermination de la tension optimale V_{opt_i} par l'algorithme de MPPT, car cette incertitude induit la même erreur d'estimation pour tous les points de tension.

La **Figure 3.23** présente la forme d'onde de la tension panneau V_{PV_i} sur un module lorsque l'algorithme MPPT utilise un capteur de courant (bleu) ou avec un estimateur de courant (rouge). L'estimateur, bien qu'incomplet, parvient parfaitement à se substituer au capteur de courant sans dégrader l'algorithme MPPT. Les résultats obtenus pour la détermination de la tension optimale V_{opt_i} sont les suivants :

$$\begin{cases} V_{opt_i}(réel) = 34.1\ V \\ V_{MPPT_i}(avec\ capteur) = 34.03\ V \\ V_{MPPT_i}(avec\ estimateur) = 33.9\ V \end{cases} \tag{48}$$

Ainsi :

$$\begin{cases} \varepsilon_{MPPT_i}(avec\ capteur) = \left| \dfrac{V_{MPPT_i}(avec\ capteur) - V_{opt_i}(réel)}{V_{opt_i}(réel)} \right| = 0.2\% \\ \varepsilon_{MPPT_i}(avec\ estimateur) = \left| \dfrac{V_{MPPT_i}(avec\ estimateur) - V_{opt_i}(réel)}{V_{opt_i}(réel)} \right| = 0.5\% \end{cases} \tag{49}$$

Ces résultats de simulation permettent de valider la pertinence d'utiliser un estimateur de courant à la place d'un capteur, car les performances obtenues sont tout à fait comparables en termes de dynamiques et de précision.

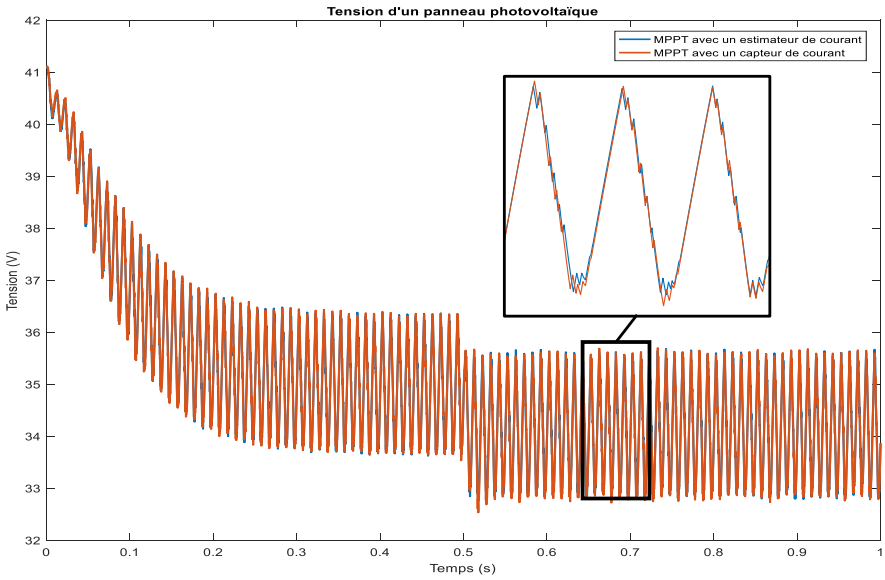


*Figure 3.23 – Forme d'onde de la tension panneau V_{PV_i} au démarrage avec l'algorithme MPPT RCC avec l'estimateur de courant (rouge) et avec un capteur (en bleu) (**Simulation**)*

L'utilisation d'un algorithme MPPT RCC avec un estimateur de courant permet de supprimer le besoin d'un capteur au niveau de chaque module et de déterminer, sans perturbations sur la tension V_{PV_i} de chaque panneau, la tension optimale V_{opt_i} permettant de maximiser l'extraction d'énergie de chaque module. La prochaine section présente une validation expérimentale de ces algorithmes.

3. Validation expérimentale des algorithmes proposés

Les éléments présentés dans ce chapitre ont validé expérimentalement sur un prototype dont les caractéristiques sont présentées dans le **Tableau 3-4**. Ces essais ont été réalisés à basse-puissance avec 8 modules de 50W chacun, pour une tension optimale autour de 34V. Le convertisseur a été raccordé à un réseau AC 160V (en utilisant un auto-transformateur). Avec 8 modules, la fréquence de remontée des tensions V_{PV_i} est théoriquement de $\frac{f_{sw}}{8} = 2.5kHz$. Afin de vérifier les propositions d'estimateurs précédemment établies, cette fréquence a été divisée par deux : $f_{data} = 1.25\ kHz$. Enfin, étant donné que les modules fonctionnent à basse puissance, la valeur des condensateurs a été choisie afin de respecter : $\Delta V_{PV_{100HZ}} = 4\% * V_{MPPT}$ [13,14]. Les données (tensions et courants) ont été récupérées via un oscilloscope et traitées sous MATLAB.

Nombre de panneaux	$N_{modules} = 8$
Tension optimale d'un panneau	$V_{MPPT} = 34.1\ V$
Puissance d'un module	$P_{MPPT} = 50\ W$
Tension réseau	$V_{grid} = 160\ V_{rms}$
Courant réseau	$I_{grid} = 2{,}5\ A_{rms}$
Fréquence de commutation	$f_{sw} = 20\ kHz$
Fréquence data (par module)	$f_{data} = 1.25\ kHz$
Inductance de filtre	$L_{grid} = 5mH\ (r_L = 20m\Omega)$
Condensateur par modules	$C_{PV_i} = 2mF$

Tableau 3-4 – Paramètres expérimentaux des essais

Le dispositif expérimental est présenté sur la **Figure 3.24**. Celui-ci est constitué d'un assemblage de panneaux basses puissances 25W. Cette structure a permis de tester le convertisseur selon différentes conditions : panneaux en série par module pour augmenter la tension ou panneaux en parallèle pour augmenter le courant. Les modules ont été placés à l'arrière des panneaux. Le contrôleur central est placé à part de la structure et un câble de communication (15m) permet l'envoi des ordres et la réception des données. L'ensemble des algorithmes et schéma de régulation, présentés dans ce chapitre et dans le précédent, ont été implémentés dans le microcontrôleur (STM32F446) du contrôleur central (boucles de régulation, estimateurs, Modulation du Retard à la Commutation et algorithme de tri des modules) et dans le microcontrôleur (STM32F030) du contrôleur local (exécution des ordres, envoi des données et algorithme MPPT).

Figure 3.24 - Dispositif expérimental

Le courant réseau I_{grid}(bleu), la tension réseau V_{grid} (noir) et la tension onduleur $V_{inverter}$ sont présentés sur la **Figure 3.25**. Malgré la faible fréquence f_{data} de remontée des données (des contrôleurs locaux vers le contrôleur central), le contrôleur central parvient, grâce aux estimateurs, à réguler le courant de sortie du convertisseur avec un facteur de puissance mesuré à 99.3%. Pour ce faire, il génère la tension sinusoïdale $V_{inverter}$ (en forme d'escalier) en envoyant les ordres de commandes aux modules afin de réguler la tension V_{PV_i} de chaque module autour d'une tension de référence V_{MPPT_i} fournie par chaque contrôleur local.

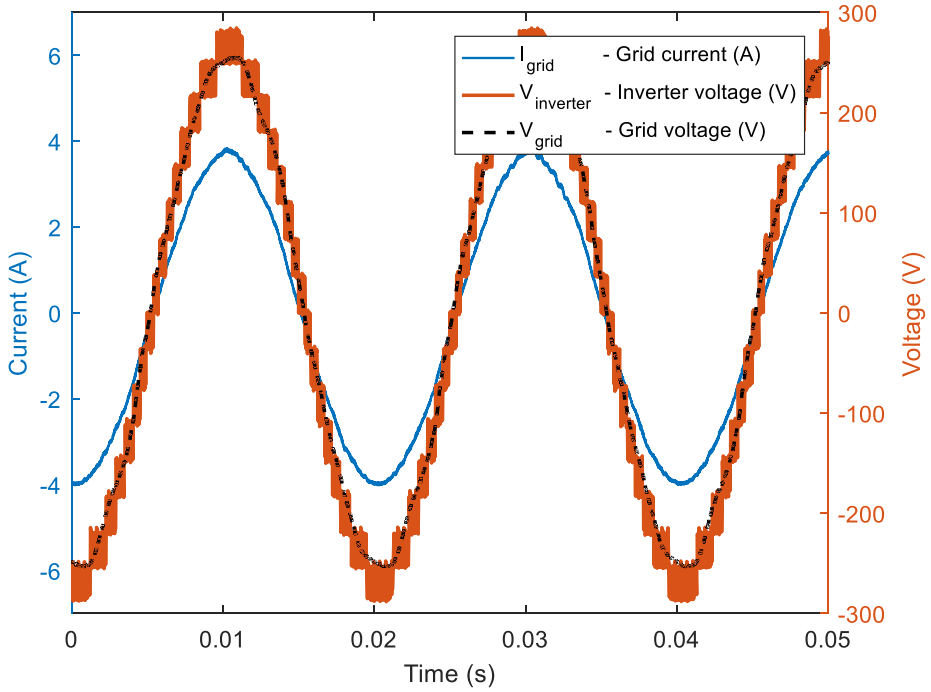


Figure 3.25 – Formes d'ondes du courant réseau I_{grid} (bleu), de la tension onduleur $V_{inverter}$ (rouge) et de la tension réseau V_{grid} (noir pointillé)

Les formes d'ondes des tensions panneaux V_{PV_i} sont présentées sur la **Figure 3.26** (seulement 6 tensions sont représentées sur les 8 modules à cause d'un nombre limité de sondes différentielles disponibles). Avant le démarrage ($t < 0.2s$), les tensions des panneaux sont à leurs tensions de circuit-ouvert V_{oc_i}. Cette valeur dépend de la température, de l'irradiation et de caractéristique de chaque panneau. Durant cette phase, les contrôleurs locaux envoient tous une référence de tension telle que :

$$V_{MPPT_i}(t = 0) = V_{oc_i} * 85\% \tag{50}$$

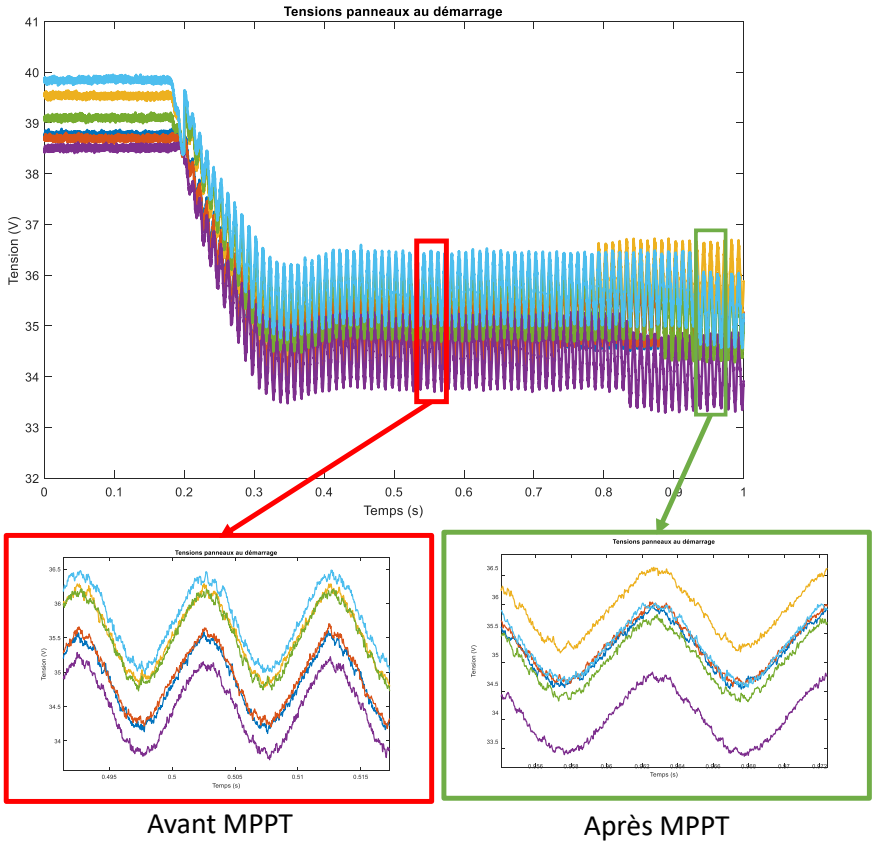


*Figure 3.26 – Evolution des tensions panneaux V_{PV_i} au démarrage (**Expérimental**)*

Au démarrage (à $t = 0.2s$), le contrôleur central régule la tension moyenne $V_{PV_{mean_i}}$ de chaque module vers sa tension V_{MPPT_i}. A mesure que la tension $V_{PV_{mean_i}}$ du module se rapproche de la valeur V_{MPPT_i}, le courant panneau $I_{PV_{mean_i}}$ augmente et donc l'ondulation à 100Hz sur la tension V_{PV_i} du module augmente également jusqu'à atteindre un premier point d'équilibre ($0.2s < t < 0.8s$). L'algorithme MPPT RCC (Ripple Correlation Control) implémenté sur les contrôleurs locaux commence alors à chercher la valeur de la tension optimale V_{opt_i} afin de maximiser l'extraction de puissance : $V_{PV_{mean_i}} = V_{MPPT_i} = V_{opt_i}$. A $t = 0.8s$, les contrôleurs locaux commencent, un par à un à la fréquence f_{MPPT}, à envoyer la nouvelle valeur calculée de la tension V_{MPPT_i}. Le système se stabilise alors rapidement vers un nouveau point d'équilibre dans lequel toutes les tensions V_{PV_i} des modules sont régulées autour de leur point de puissance maximale.

Dans l'état de l'art, des émulateurs PV sont généralement utilisés pour les essais expérimentaux. En outre, ces émulateurs fournissent la valeur exacte de la tension optimale V_{opt} du panneau émulé (en fonction des conditions simulées de température et d'irradiation). Cependant, cette méthode d'essai expérimental est coûteuse pour des essais sur un convertisseur multi-niveau (avec 8 modules). Ici, des panneaux réels ont été utilisés et la validation de la correspondance entre la tension V_{MPPT_i} calculée

et la tension optimale V_{opt_i} a été réalisée en deux temps. Dans un premier temps, les panneaux sont placés au soleil (~ 800 à $1000\ W/m^2$) et le convertisseur est démarré. Ce dernier calcule la tension V_{MPPT_i} de chaque panneau. Le convertisseur est alors arrêté et, à l'aide d'un rhéostat variable de puissance (0 à 100 Ω), la valeur réelle de la tension optimale est déterminée. Dans le cas des essais de la **Figure 3.26**, cette vérification a été effectué sur un seul module et les valeurs trouvées sont : $V_{MPPT_1} = 34.1\ V$ et $V_{opt_1} = 36.5$. Cela correspond à une précision de l'algorithme MPPT de :

$$\eta_{MPPT} = \frac{V_{MPPT_1}}{V_{opt_1}} = 93\ \% \tag{51}$$

Dans l'état de l'art récent, les algorithmes MPPT les plus performants ont des précisions se situant entre 93 % [15,16] et 97 % [17]. Une amélioration de la précision de l'algorithme MPPT présentée dans ce chapitre pourrait être envisagée en analysant plus en détails la précision de la mesure de tension du contrôleur local (tolérance des composants, LSB de l'ADC, durée d'acquisition, …).

Ces résultats expérimentaux permettent de valider le fonctionnement complet du convertisseur avec une architecture hardware de pilotage basée sur un bus de communication entre le contrôleur central et les contrôleurs locaux. Les contraintes de débit liées à ce bus de communication sont supprimées grâce à l'ajout d'estimateurs des tensions V_{PV_i}. De plus, l'estimateur des courants moyens $I_{PV_{mean_i}}$ permettent de supprimer les capteurs de courants au niveau des contrôleurs locaux.

D. Conclusion

La complexité hardware de pilotage des topologies multi-niveaux pour les applications photovoltaïques est un frein pour le déploiement industriel de ces convertisseurs. Dans ce manuscrit, une nouvelle architecture temps réel est proposée. Celle-ci repose sur un échange d'informations en temps réel sur un bus de communication partagé entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux placés au niveau des modules. Ce chapitre présente le choix du bus de communication qui a été adopté : un protocole UART sur une couche physique RS-485 isolée en mode half-duplex. Les trames de communication d'envoi des ordres depuis le contrôleur central et d'envoi des données depuis les contrôleurs locaux sont également développées. Ce travail met en évidence l'impact de la limite physique de débit autorisé sur le bus pour l'envoi des données du système vers le contrôleur central, ce qui limite significativement la précision de la régulation des grandeurs (V_{PV_i}, I_{grid}) du convertisseur. Afin de compenser cette limite, un algorithme d'estimation, en temps réel, des grandeurs V_{PV_i} est développé. Par ailleurs, le fonctionnement de cet algorithme est validé sans nécessiter de capteurs de courant I_{PV_i} au niveau des contrôleurs locaux. Un algorithme MPPT, sans capteurs de courant également, est proposé. Celui-ci s'appuie sur l'ondulation à 100 Hz présente sur les tensions V_{PV_i} pour déterminer les tensions optimales V_{opt_i} sans imposer de perturbations de tension. Les essais expérimentaux permettent de valider l'ensemble des schémas de commande sur une architecture hardware de pilotage comportant un nombre de composants réduits et à bas coût.

E. Bibliographie

1. He, J.; Li, Y.; Wang, C.; Pan, Y.; Zhang, C.; Xing, X. Hybrid Microgrid With Parallel- and Series-Connected Microconverters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2018**, *33*, 4817–4831, doi:10.1109/TPEL.2017.2695659.
2. Zhang, X.; Hu, Y.; Mao, W.; Zhao, T.; Wang, M.; Liu, F.; Cao, R. A Grid-Supporting Strategy for Cascaded H-Bridge PV Converter Using VSG Algorithm With Modular Active Power Reserve. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2021**, *68*, 186–197, doi:10.1109/TIE.2019.2962492.
3. Pan, Y.; Zhang, C.; Yuan, S.; Chen, A.; He, J. A Decentralized Control Method for Series Connected PV Battery Hybrid Microgrid. In Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific); IEEE: Harbin, China, August 2017; pp. 1–6.
4. Mei, J.; Xiao, B.; Shen, K.; Tolbert, L.M.; Zheng, J.Y. Modular Multilevel Inverter with New Modulation Method and Its Application to Photovoltaic Grid-Connected Generator. *IEEE Trans. Power Electron.* **2013**, *28*, 5063–5073, doi:10.1109/TPEL.2013.2243758.
5. Thomas, R.; Despesse, G.; Bacquet, S.; Fernandez, E.; Lopez, Y.; Ramahefa-Andry, P.; Cassarino, L. A High Frequency Self-Reconfigurable Battery for Arbitrary Waveform Generation. *WEVJ* **2021**, *12*, 8, doi:10.3390/wevj12010008.
6. RS485 Quick Guide, TIA EIA-485-A Standard by Analog Devices.
7. Subudhi, B.; Pradhan, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2013**, *4*, 89–98, doi:10.1109/TSTE.2012.2202294.
8. Salas, V.; Olías, E.; Lázaro, A.; Barrado, A. New Algorithm Using Only One Variable Measurement Applied to a Maximum Power Point Tracker. *Solar Energy Materials and Solar Cells* **2005**, *87*, 675–684, doi:10.1016/j.solmat.2004.09.019.
9. de Cesare, G.; Caputo, D.; Nascetti, A. Maximum Power Point Tracker for Portable Photovoltaic Systems with Resistive-like Load. *Solar Energy* **2006**, *80*, 982–988, doi:10.1016/j.solener.2005.07.010.
10. Fangrui Liu; Yong Kang; Yu Zhang; Shanxu Duan Comparison of P&O and Hill Climbing MPPT Methods for Grid-Connected PV Converter. In Proceedings of the 2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications; IEEE: Singapore, June 2008; pp. 804–807.
11. Weidong Xiao; Dunford, W.G. A Modified Adaptive Hill Climbing MPPT Method for Photovoltaic Power Systems. In Proceedings of the 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551); IEEE: Aachen, Germany, 2004; pp. 1957–1963.
12. Srinivas, Ch.L.S.; Sreeraj, E.S. A Maximum Power Point Tracking Technique Based on Ripple Correlation Control for Single Phase Photovoltaic System with Fuzzy Logic Controller. *Energy Procedia* **2016**, *90*, 69–77, doi:10.1016/j.egypro.2016.11.171.
13. S. B. Kjaer, “Design and Control of an Inverter for Photovoltaic Applications,” Ph.D. Dissertation, Inst. Energy Technol., Aalborg University, Aalborg East, Denmark, 2004/2005.

14. Xiao, B.; Hang, L.; Mei, J.; Riley, C.; Tolbert, L.M.; Ozpineci, B. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. on Ind. Applicat.* **2015**, *51*, 1722–1731, doi:10.1109/TIA.2014.2354396.

15. Xiao, B.; Filho, F.; Tolbert, L.M. Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Nonactive Power Compensation for Grid-Connected Photovoltaic Generators. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition; IEEE: Phoenix, AZ, USA, September 2011; pp. 2733–2737.

16. Tafticht, T.; Agbossou, K.; Doumbia, M.L.; Chériti, A. An Improved Maximum Power Point Tracking Method for Photovoltaic Systems. *Renewable Energy* **2008**, *33*, 1508–1516, doi:10.1016/j.renene.2007.08.015.

17. Sher, H.A.; Murtaza, A.F.; Noman, A.; Addoweesh, K.E.; Al-Haddad, K.; Chiaberge, M. A New Sensorless Hybrid MPPT Algorithm Based on Fractional Short-Circuit Current Measurement and P&O MPPT. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2015**, *6*, 1426–1434, doi:10.1109/TSTE.2015.2438781.

Chapitre 4. Analyse des modes dégradés du convertisseur

Table des matières

Chapitre 4. Analyse des modes dégradés du convertisseur 161
A. Ombrage partiel sur le champ photovoltaïque 162
1) Présentation du contexte 163
2) Ombrage partiel : cas n°1 ($Nsoleil \geq Nmin$) 166
3) Ombrage partiel : cas n°2 ($Nsoleil < Nmin$) 168
4) Mise en équation 171
5) Validation du modèle par simulation 178
B. Défaillance d'un ou plusieurs panneaux 183
1) Panneau solaire défaillant 183
2) Nombre insuffisant de modules fonctionnels 191
3) Augmentation du nombre de modules 193
C. Conclusion 197
D. Bibliographie 198

Chapitre 4. Analyse des modes dégradés du convertisseur

Dans le domaine photovoltaïque, l'utilisation de topologies multi-niveaux et multi-sources, tel que le Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter, présente l'avantage de maximiser l'extraction d'énergie grâce à la régulation indépendante de la tension de chacune des sources du convertisseur [1–3]. De plus, cette topologie (CHBMLI) permet d'assurer une redondance de fonctionnement en cas de perte d'un module et également d'anticiper les futures pannes grâce à un monitoring des modules photovoltaïques [4]. Cependant, l'accumulation de poussière, l'ombrage partiel, les différences de températures ou les dégâts sur certains modules sont autant de modes dégradés pouvant mettre le système dans un état instable, causé par de grands déséquilibres entre les modules. Dans l'état de l'art, de nombreux auteurs ont mis en évidence le fait que le contrôle de la topologie CHBMLI à l'aide de la modulation classique SPWM (Sinusoïdale Pulse Width Modulation) ne permet pas de garantir un fonctionnement optimal lors de modes dégradés, car la commande des modules les plus puissants devient non-linéaire (overmodulation) [5]. Cela provoque une forte augmentation du Taux de Distorsion Harmonique (THD) sur le courant de sortie. Pour résoudre ce problème, il est possible de modifier le type de PWM utilisé pour la génération des signaux de commande. Par exemple, l'injection d'un troisième harmonique (Third Harmonic Injection Pulse Width Modulation, THIPWM) sur la consigne de référence de tension permet de résoudre partiellement ce problème en augmentant la résilience du système aux modes dégradés [6]. Une méthode de modulation hybride permet d'améliorer l'efficacité de la THIPWM en coupant temporairement la commande des modules à basse puissance afin de ne pas trop les solliciter. Cela permet de ne pas décharger les condensateurs de ces modules, ce qui ferait baisser leurs tensions. Malheureusement, cette prise en compte des modes dégradés augmente fortement la complexité de la commande de la topologie CHBMLI et, dans le cas de l'architecture de pilotage présentée précédemment, ces méthodes ne sont pas compatibles avec les éléments de commande vus au chapitre 2. D'autres méthodes proposent d'utiliser l'injection de puissance réactive comme un degré de liberté pour pouvoir stabiliser le point de fonctionnement du convertisseur [7–9], mais cela vient nécessairement baisser le facteur de puissance, ce qui n'est pas souhaitable.

Dans ce chapitre, nous proposons d'analyser le fonctionnement de la commande (présentée au chapitre 2) dans les modes dégradés suivants :

- faible et fort ombrage partiel sur le champ photovoltaïque
- un ou plusieurs panneaux défaillants

En outre, dans le cas d'un ombrage partiel, une modélisation mathématique des déséquilibres de puissances entre les modules est proposée. Les limites de l'algorithme de tri des modules sont alors étudiées. Ensuite, dans le cas d'un panneau défaillant, la réactivité du système (par la commande) est analysée et, dans le cas de plusieurs panneaux défaillants, l'équilibre du système est étudié. Pour terminer, une solution est proposée pour minimiser l'impact des modes dégradés.

A. Ombrage partiel sur le champ photovoltaïque

Durant son fonctionnement, l'installation photovoltaïque à laquelle est connecté le convertisseur (dans notre cas, un panneau photovoltaïque par module) peut être exposé à des situations d'ombrage partiel. Celles-ci apparaissent lorsque des disparités d'ensoleillement surviennent entre les panneaux. L'avantage principal de la topologie Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter est de pouvoir réguler de façon indépendante la tension de chaque panneau tout en produisant un courant de sortie sinusoïdal. Ainsi, dans le cas d'une production photovoltaïque, le convertisseur peut maximiser la production du courant sur le réseau à partir de panneaux photovoltaïques soumis à des irradiations différentes. Cependant, afin de réguler le courant de sortie sinusoïdal I_{grid}, le convertisseur doit générer une tension de sortie $V_{inverter}$ sinusoïdale en forme d'escalier [10] grâce à la mise en série des différents modules. Selon les paramètres du système (lesquels seront définis dans cette section), cela impose une durée minimale de connexion des modules sur une période réseau. Dans le cas où de fortes disparités d'ensoleillement entre les modules apparaîtraient, il a été montré, pour d'autres schémas de génération des ordres de commande [11–13], que ce temps minimal de connexion crée des instabilités sur la régulation du courant de sortie I_{grid} allant de l'augmentation du Taux de Distorsion Harmonique (THD) jusqu'à la mise en défaut du système. Le schéma de commande étant différent dans notre cas, il est nécessaire de vérifier le comportement du système dans ce mode dégradé. Afin de présenter le problème ainsi que l'analyse mathématique des limites du convertisseur, cette section se divise en 3 parties. Premièrement, une présentation des grandeurs du système en cas d'ombrage partiel est effectuée. Ensuite, la compréhension du comportement du convertisseur est introduite à

l'aide de deux exemples d'ombrages différents. Pour terminer, la mise en équation complète de ces modes dégradés est présentée.

1) Présentation du contexte

Afin de simplifier la modélisation des disparités d'un champ photovoltaïque, dans la suite de cette section, nous prendrons les hypothèses suivantes (présentées sur la **Figure 4.1**) :

- N_{tot} panneaux/modules identiques sont connectés au convertisseur
- Parmi ces N_{tot} panneaux :
  - N_{soleil} panneaux sont soumis à une irradiation sans ombrage : G_{soleil}. La température de ces panneaux est T_{soleil}.
  - N_{ombre} panneaux sont soumis à une irradiation avec ombrage : G_{ombre}. La température de ces panneaux est T_{ombre}.

$$\begin{cases} G_{soleil} > G_{ombre} \\ T_{soleil} > T_{ombre} \end{cases} \tag{1}$$

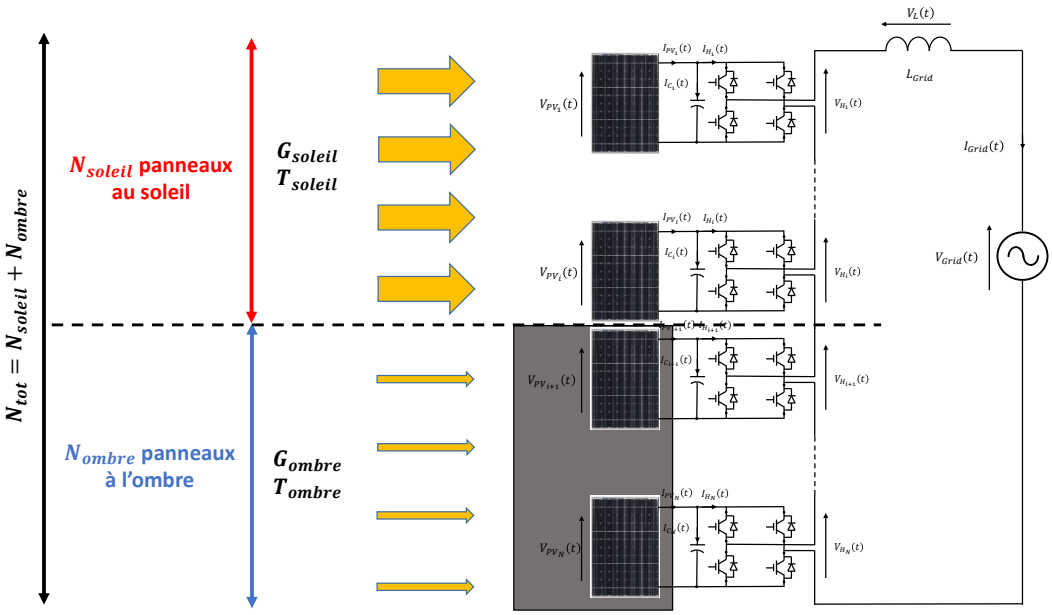


Figure 4.1 – Schéma du convertisseur et des différentes grandeurs lors d'un ombrage partiel du champ photovoltaïque

En supposant que les N_{tot} panneaux sont identiques (même caractéristiques physiques) :

- $V_{opt_{soleil}} = V_{opt}(G_{soleil}, T_{soleil})$ est la tension optimale (permettant de maximiser l'extraction de puissance) de chacun des N_{soleil} panneaux au soleil. La puissance optimale associée est :

$$P_{opt_{soleil}} = P_{opt}(G_{soleil}, T_{soleil}) \tag{2}$$

- $V_{opt_{ombre}} = V_{opt}(G_{ombre}, T_{ombre})$ est la tension optimale (permettant de maximiser l'extraction de puissance) de chacun des N_{ombre} panneaux à l'ombre. La puissance optimale associée est :

$$P_{opt_{ombre}} = P_{opt}(G_{ombre}, T_{ombre}) \tag{3}$$

Ainsi, le champ photovoltaïque est divisé en deux parties, l'une avec ombrage et l'autre sans ombrage, tel que :

$$N_{tot} = N_{soleil} + N_{ombre} \tag{4}$$

L'objectif du convertisseur est donc de maximiser l'extraction de puissance de l'ensemble des panneaux en régulant la tension de chaque panneau vers sa tension optimale :

$$\begin{matrix} V_{PV_{mean_{soleil}}} = V_{opt_{soleil}} \\ V_{PV_{mean_{ombre}}} = V_{opt_{ombre}} \end{matrix} \Leftrightarrow \begin{matrix} P_{PV_{mean_{soleil}}} = P_{opt_{soleil}} \\ P_{PV_{mean_{ombre}}} = P_{opt_{ombre}} \end{matrix} \tag{5}$$

Avec :

- $V_{PV_{mean_{soleil}}}$: la tension moyenne, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, de chacun des N_{soleil} panneaux au soleil
- $V_{PV_{mean_{ombre}}}$: la tension moyenne, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, de chacun des N_{ombre} panneaux à l'ombre
- $P_{PV_{mean_{soleil}}}$: la puissance moyenne, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, de chacun des N_{soleil} panneaux au soleil
- $P_{PV_{mean_{ombre}}}$: la puissance moyenne, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, de chacun des N_{ombre} panneaux à l'ombre

La puissance totale P_{grid} fournie sur le réseau électrique vaut :

$$P_{grid} = V_{grid}.I_{grid} = P_{PV_{mean_{soleil}}}.N_{soleil} + P_{PV_{mean_{ombre}}}.N_{ombre} \tag{6}$$

Pour la suite de cette section, les panneaux au soleil et à l'ombre seront définis par les données suivantes :

$$\begin{cases} G_{soleil} = 1000\ W.m^{-2} & T_{soleil} = 25°C & V_{opt_{soleil}} = 34.1\ V & P_{opt_{soleil}} = 365\ W \\ G_{ombre} = 100\ W.m^{-2} & T_{ombre} = 15°C & V_{opt_{ombre}} = 34.9\ V & P_{opt_{ombre}} = 35\ W \end{cases} \quad (7)$$

La forme d'onde de la tension de sortie du convertisseur en régime permanent sur une période réseau T_{grid} et sans ombrage est présentée sur la **Figure 4.2**. Pour rappel, dans l'application choisie pour ce travail de thèse, le nombre total de modules N_{tot} ($= N_{modules}$) est de 13. Ce nombre a été choisi afin de maintenir un fonctionnement du convertisseur dans le cas où la tension réseau serait de 10% supérieure à sa valeur nominale ($230\ V_{rms}$) et où l'un des panneaux serait défaillant. Cependant, cette forme d'onde met en évidence que le convertisseur extrait l'énergie des $N_{tot} = 13$ modules en générant une forme d'onde sur N_{min} étages. L'un des avantages de la topologie est de pouvoir adapter la tension onduleur $V_{inverter}$ en fonction de la valeur RMS de la tension de sortie V_{grid} tout en exploitant l'ensemble des N_{tot} modules [14]. Dans le cas d'un ombrage partiel, le nombre N_{min} caractérisant la forme d'onde de la tension onduleur $V_{inverter}$ (rouge) de la **Figure 4.2** dépend des données du système (dans le cas où $V_{grid} = 230V_{rms}$ et aucun panneau n'est défaillant) :

$$N_{min} = ceil\left(\frac{V_{grid}.\sqrt{2}}{V_{PV_{mean}}}\right) \approx 10 \quad (8)$$

Avec :

$$V_{PV_{mean}} = \frac{V_{PV_{mean}soleil}.N_{soleil} + V_{PV_{mean}ombre}.N_{ombre}}{N_{tot}} \quad (9)$$

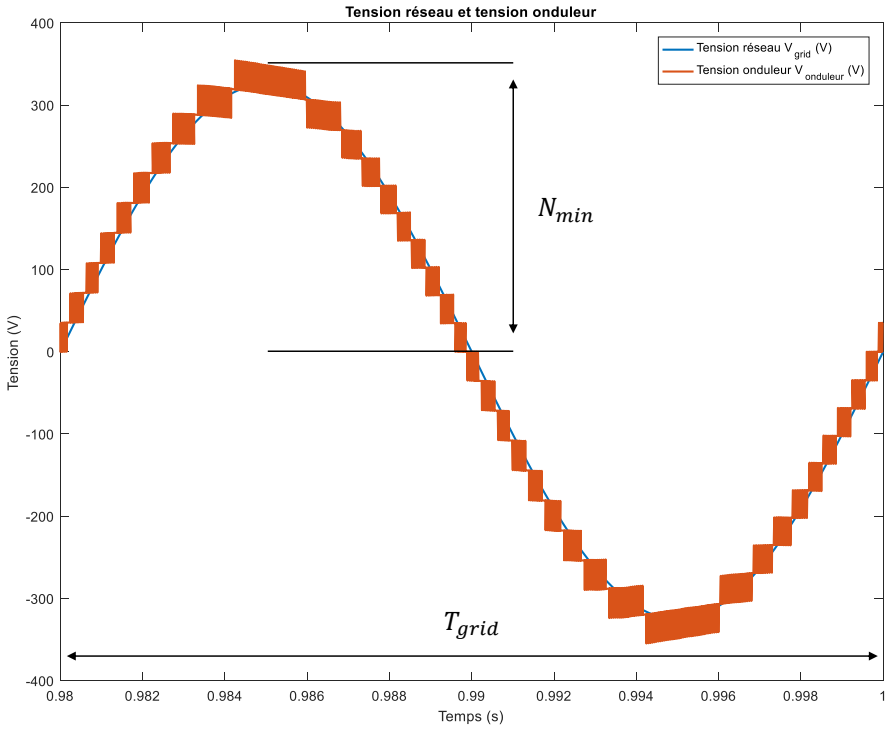


*Figure 4.2 - Forme d'onde de la tension réseau (bleu) et de la tension onduleur (rouge) sur une période réseau (**Simulation**)*

Afin de simplifier la compréhension de l'impact de l'ombrage partiel, il est supposé que les tensions optimales entre les panneaux à l'ombre et au soleil sont proches : $V_{opt_{soleil}} \approx V_{opt_{ombre}}$. Cette hypothèse ne reflète pas la réalité des caractéristiques d'un panneau, cependant l'écart de tension n'étant pas très élevé (quelques volts), cela ne remet pas en cause l'étude qui suit.

L'étude de l'ombrage partiel doit distinguer deux cas :

- $N_{soleil} \geq N_{min}$: le nombre N_{soleil} de panneaux au soleil est supérieur ou égal au nombre minimal N_{min} d'étages de la tension onduleur $V_{inverter}$ (**Figure 4.2**)
- $N_{soleil} < N_{min}$: le nombre N_{soleil} de panneaux au soleil est inférieur au nombre minimal N_{min} d'étages de la tension onduleur $V_{inverter}$ (**Figure 4.2**)

2) Ombrage partiel : cas n°1 ($N_{soleil} \geq N_{min}$)

Ce paragraphe analyse le comportement du convertisseur dans le cas d'un ombrage partiel avec $N_{soleil} \geq N_{min}$. Le tracé du haut de la **Figure 4.3** représente la tension d'un des N_{soleil} panneaux au

soleil (en rouge) et d'un des N_{ombre} panneaux à l'ombre (en bleu). Le tracé du bas représente le courant de ces panneaux avec le même code couleur. Comme précédemment :

- A $t = 0.0\ s$: le convertisseur démarre et maximise l'extraction de puissance de l'ensemble des panneaux.
- A $t = 0.5\ s$: l'ombrage partiel sur $N_{ombre} = 3$ panneaux commence (l'irradiation des modules à l'ombre diminue progressivement de $1000\ W.m^{-2}$ à $100\ W.m^{-2}$).
- A $t = 1.5\ s$: l'ombrage partiel sur ces N_{ombre} panneaux est établi : $G_{ombre} = 100\ W.m^{-2}$.

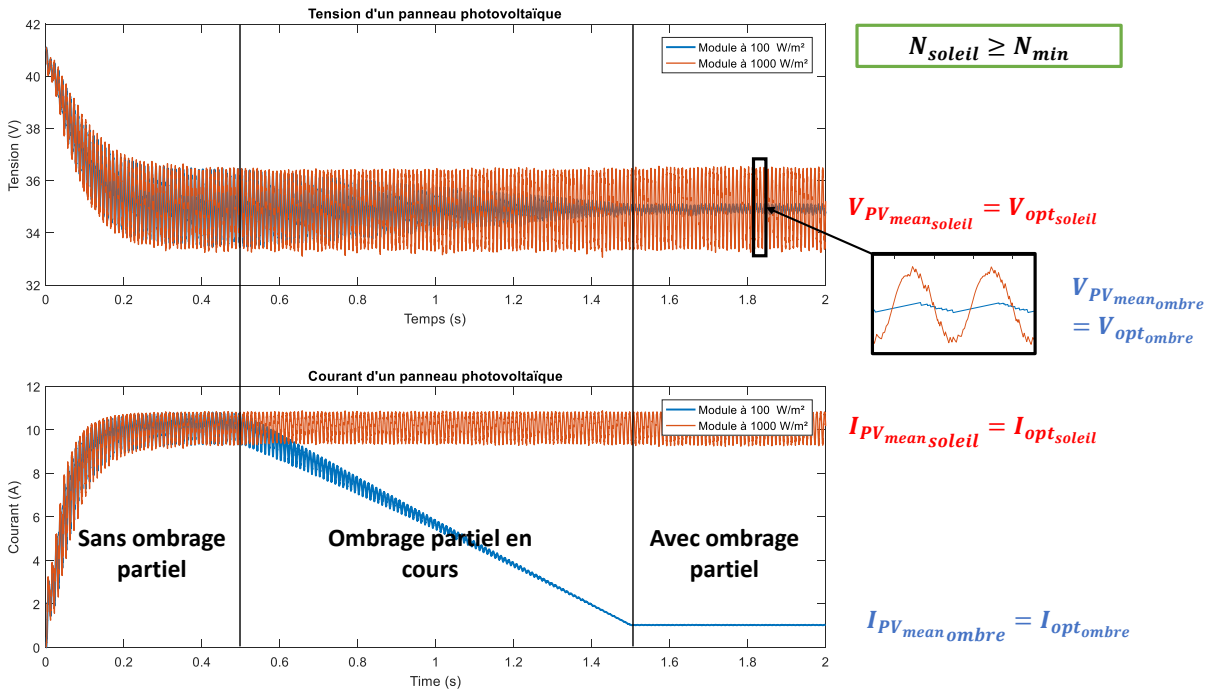


*Figure 4.3 – Cas d'ombrage partiel où $N_{soleil} \geq N_{min}$: tensions V_{PV_i} et courants I_{PV_i} d'un module au soleil (rouge) et d'un module à l'ombre (bleu) (**Simulation**)*

Dans cette simulation :

$$N_{ombre} = 3 \quad \Leftrightarrow \quad N_{soleil} = 10 \tag{10}$$

Au démarrage et sans ombrage partiel, les tensions (tracé du haut) de l'ensemble des N_{tot} panneaux sont régulées autour de la même tension optimale $V_{opt_{soleil}} = 34.9\ V$, avec la même ondulation ΔV_{PV} à 100 Hz ΔV_{PV}.

Lorsque l'ombrage partiel commence (diminution progressive de l'irradiation d'une partie des panneaux) :

- Le courant des N_{ombre} panneaux à l'ombre diminue conformément à l'irradiation G_{ombre}
- Les tensions des N_{soleil} panneaux au soleil restent régulées autour de la même tension optimale $V_{opt_{soleil}}$ et les tensions des N_{ombre} panneaux à l'ombre sont régulées autour de la tension $V_{opt_{ombre}}$.Cependant, les ondulations à 100 Hz sur les tensions des N_{ombre} panneaux à l'ombre diminuent à mesure que les courants de ces mêmes panneaux diminuent également (l'ondulation est proportionnelle au courant I_{PV_i} produit par le panneau).

L'algorithme de tri du contrôleur central permet de réguler chaque panneau autour de sa tension optimale malgré l'ombrage partiel.

Ces résultats de simulation permettent de montrer que, dans le cas d'un ombrage partiel avec $N_{soleil} \geq N_{min}$, le contrôleur central parvient à extraire la puissance maximale disponible de chaque module. La puissance moyenne $P_{PV_{mean_{soleil}}}$ (sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$) fournie par chacun des N_{soleil} modules au soleil correspond bien à la puissance optimale $P_{opt_{soleil}}$. De la même façon, la puissance moyenne $P_{PV_{mean_{ombre}}}$ (sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$) fournie par chacun des N_{ombre} modules à l'ombre correspond bien à la puissance optimale $P_{opt_{ombre}}$.

Dans ce cas d'ombrage partiel ($N_{soleil} \geq N_{min}$), l'algorithme de tri des modules maintient chaque modules à son point de puissance maximal (MPP) en régulant la tension moyenne $V_{PV_{mean}}$ de chaque module vers sa tension optimale V_{opt_i} (calculée par l'algorithme MPPT). Malgré l'ombrage partiel, le convertisseur maximise l'extraction d'énergie des modules.

3) Ombrage partiel : cas n°2 ($N_{soleil} < N_{min}$)

Ce paragraphe analyse le comportement du convertisseur dans le cas d'un ombrage partiel avec $N_{soleil} < N_{min}$. Le tracé du haut de la **Figure 4.4** représente la tension d'un des N_{soleil} panneaux au soleil (en rouge) et d'un des N_{ombre} panneaux à l'ombre (en bleu). Le tracé du bas représente le courant de ces panneaux avec le même code couleur. Comme précédemment :

- A $t = 0.0\ s$: le convertisseur démarre et maximise l'extraction de puissance de l'ensemble des panneaux.
- A $t = 0.5\ s$: l'ombrage partiel sur $N_{ombre} = 6$ panneaux commence (l'irradiation des modules à l'ombre diminue progressivement de $1000\ W.m^{-2}$ à $100\ W.m^{-2}$).
- A $t = 1.5\ s$: l'ombrage partiel sur ces N_{ombre} panneaux est établi : $G_{ombre} = 100\ W.m^{-2}$.

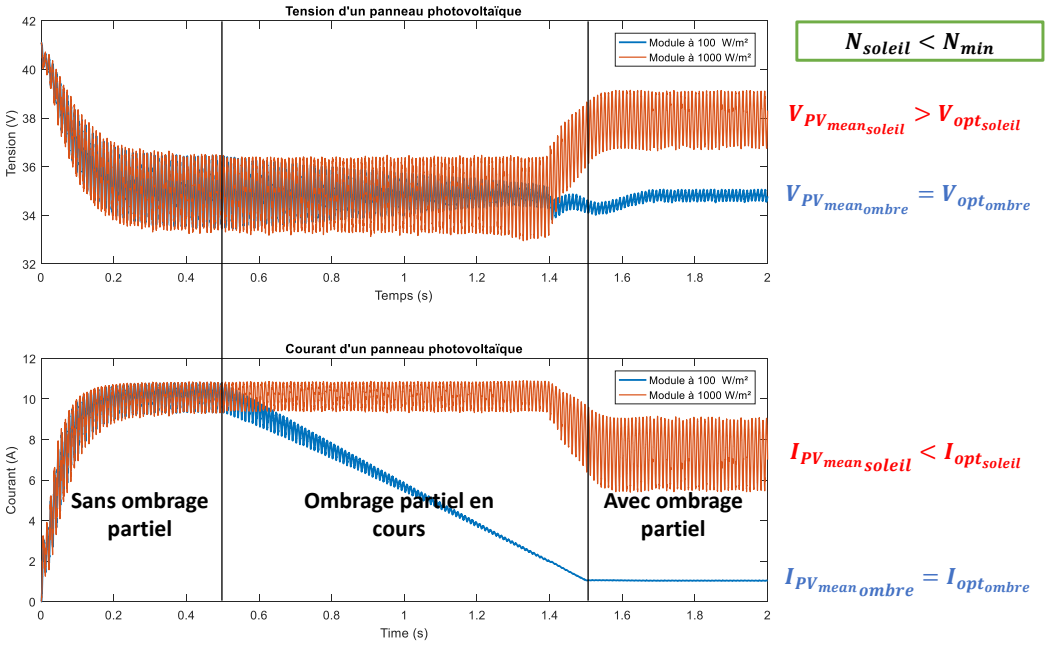


*Figure 4.4 - Cas d'ombrage partiel où $N_{soleil} < N_{min}$: tensions V_{PV_i} et courants I_{PV_i} d'un module au soleil (rouge) et d'un module à l'ombre (bleu) (**Simulation**)*

Dans cette simulation :

$$N_{ombre} = 6 \quad \Leftrightarrow \quad N_{soleil} = 7 \tag{11}$$

Le fonctionnement du convertisseur est identique au cas $N_{soleil} \geq N_{min}$, présenté dans le paragraphe précédent. Cependant, à $t = 1.4s$, juste avant que l'ombrage partiel ne soit complètement établi, le comportement des N_{soleil} panneaux (en rouge) au soleil change. En effet, la tension moyenne de ces derniers augmente. Cette évolution de la tension moyenne sera expliquée dans la prochaine section.

$$\begin{cases} V_{PV_{mean_{soleil}}}(t = 1.4\ s) = 34.1\ V = V_{opt_{soleil}} \\ V_{PV_{mean_{soleil}}}(t > 1.4\ s) = 38.2\ V > V_{opt_{soleil}} \end{cases} \tag{12}$$

Ce changement de tension moyenne change le point de fonctionnement des modules au soleil. Etant donné que ces modules étaient régulés à leurs tensions optimales (point de puissance maximale), cette variation de la tension provoque une diminution du courant moyen.

$$\begin{cases} I_{PV_{mean_{soleil}}}(t = 1.4\ s) = 10.7\ A = I_{opt_{soleil}} \\ I_{PV_{mean_{soleil}}}(t > 1.4\ s) = 7.10\ A < I_{opt_{soleil}} \end{cases} \tag{13}$$

Les N_{soleil} panneaux au soleil ont un comportement identique. Ainsi, la puissance extraite de ces modules est :

$$\begin{cases} P_{PV_{mean_{soleil}}}(t = 1.4\ s) = 365\ W = P_{opt_{soleil}} \\ P_{PV_{mean_{soleil}}}(t > 1.4\ s) = 270\ W < P_{opt_{soleil}} \end{cases} \tag{14}$$

A $t = 1.5\ s$, une fois l'ombrage partiel établi, le contrôleur central ne parvient pas à extraire le maximum de puissance théoriquement disponible sur chaque panneau. Les rendements $\eta_{extraction}$ d'extraction de puissance sur les modules au soleil et à l'ombre sont de :

$$\begin{cases} \eta_{extraction_{soleil}}(t > 1.5\ s) = \dfrac{P_{PV_{mean_{soleil}}}}{P_{opt_{soleil}}} = \dfrac{270}{365} = 74\% \\ \eta_{extraction_{ombre}}(t > 1.5\ s) = \dfrac{P_{PV_{mean_{ombre}}}}{P_{opt_{ombre}}} = \dfrac{36}{36} = 100\% \end{cases} \tag{15}$$

Le rendement total d'extraction de puissance sur l'ensemble des modules est :

$$\eta_{extraction_{total}}(t > 1.5\ s) = \frac{P_{PV_{mean_{soleil}}}.N_{soleil} + P_{PV_{mean_{ombre}}}.N_{ombre}}{P_{opt_{soleil}}.N_{soleil} + P_{opt_{ombre}}.N_{ombre}} = \frac{2106\ W}{2771\ W} = 76\% \tag{16}$$

Dans cet exemple, seule 76% de la puissance disponible peut être extraite par le convertisseur.

La **Figure 4.5** représente le courant réseau $I_{grid}(t)$ produit par l'onduleur sur le réseau électrique avec les mêmes conditions de simulations que la **Figure 4.4**. Malgré l'ombrage partiel, le contrôleur central parvient à réguler le courant réseau avec une forme d'onde sinusoïdale et en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t)$. Ainsi, contrairement aux algorithmes SPWM (Sinusoïdale Pulse Width Modulation) [15], l'algorithme de tri du convertisseur permet de maintenir un facteur de puissance unitaire sans déformation du courant de sortie I_{grid}. Dans le cas où la production électrique sur le réseau BT serait majoritairement issue de systèmes photovoltaïques, la garantie de ces deux conditions est nécessaire pour la stabilité du réseau.

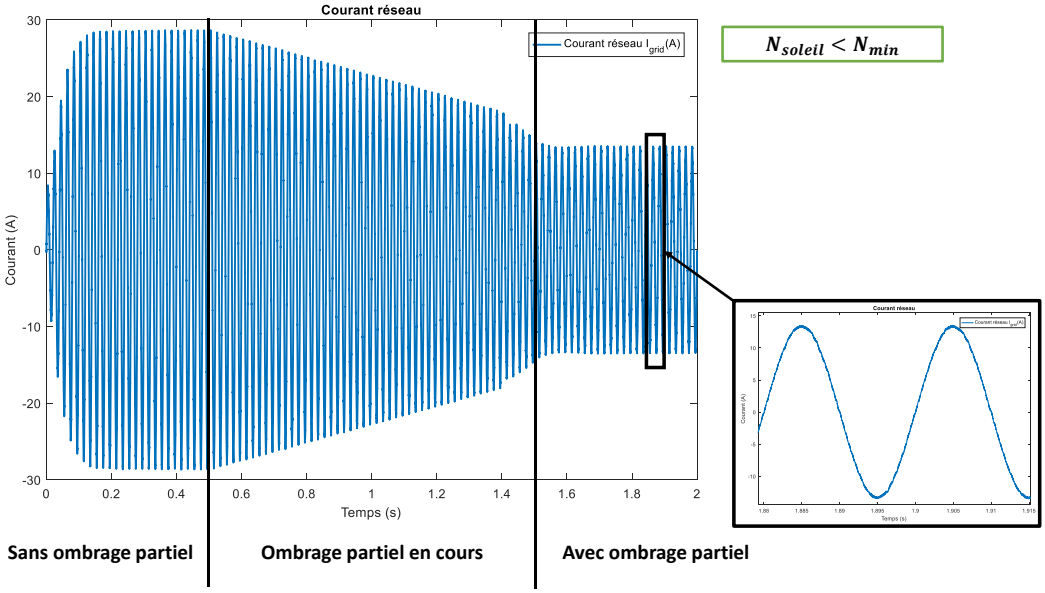


*Figure 4.5 - Cas d'ombrage partiel où $N_{soleil} < N_{min}$: courant réseau I_{grid} (**Simulation**)*

Dans le cas d'un ombrage partiel où $N_{soleil} < N_{min}$, les tensions moyennes des panneaux $V_{PV_{mean_i}}$ au soleil sont décalées de leur point de puissance maximale, ce qui provoque une diminution du courant moyen I_{PV_i} de ces modules. Cependant, le convertisseur maintient une faible distorsion du courant de sortie I_{grid} et un facteur de puissance unitaire. La section suivante a pour objectif d'expliquer ce comportement en modélisant mathématiquement l'évolution des tensions V_{PV_i}du système dans le cas d'un ombrage partiel.

4) Mise en équation

Les deux exemples précédents ont permis de mettre en évidence que la présence d'un ombrage partiel sur le champ photovoltaïque auquel est connecté un CHBMLI peut limiter l'extraction de puissance du convertisseur lorsque le nombre de panneaux au soleil N_{soleil} devient inférieur au nombre N_{min}. Pour rappel, N_{min} est défini comme étant le nombre d'étages de la tension onduleur $V_{inverter}$ en fonction de la valeur RMS de la tension réseau V_{grid} et des tensions moyennes $V_{PV_{mean_i}}$. Pour mettre en équation ce phénomène, il est d'abord important d'observer comment le contrôleur central régule les modules en cas d'ombrage partiel afin de toujours maximiser l'extraction de puissance. En effet, celui-ci a pour consigne de réguler la tension de chaque panneau vers sa tension optimale (en fournissant un courant sinusoïdal sur le réseau électrique).

La **Figure 4.6** trace la fonction $N_{ref}(t)$ du nombre de panneaux à connecter en série sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$:

$$N_{ref}(t) = \sum_i K_i(t) \tag{17}$$

Pour rappel :

- $K_i(t) = 0$ lorsque le module i est en mode-bypass : $V_{H_i}(t) = 0$
- $K_i(t) = +1$ lorsque le module i est connecté positivement : $V_{H_i}(t) = +V_{PV_i}(t)$
- $K_i(t) = -1$ lorsque le module i est connecté négativement : $V_{H_i}(t) = -V_{PV_i}(t)$

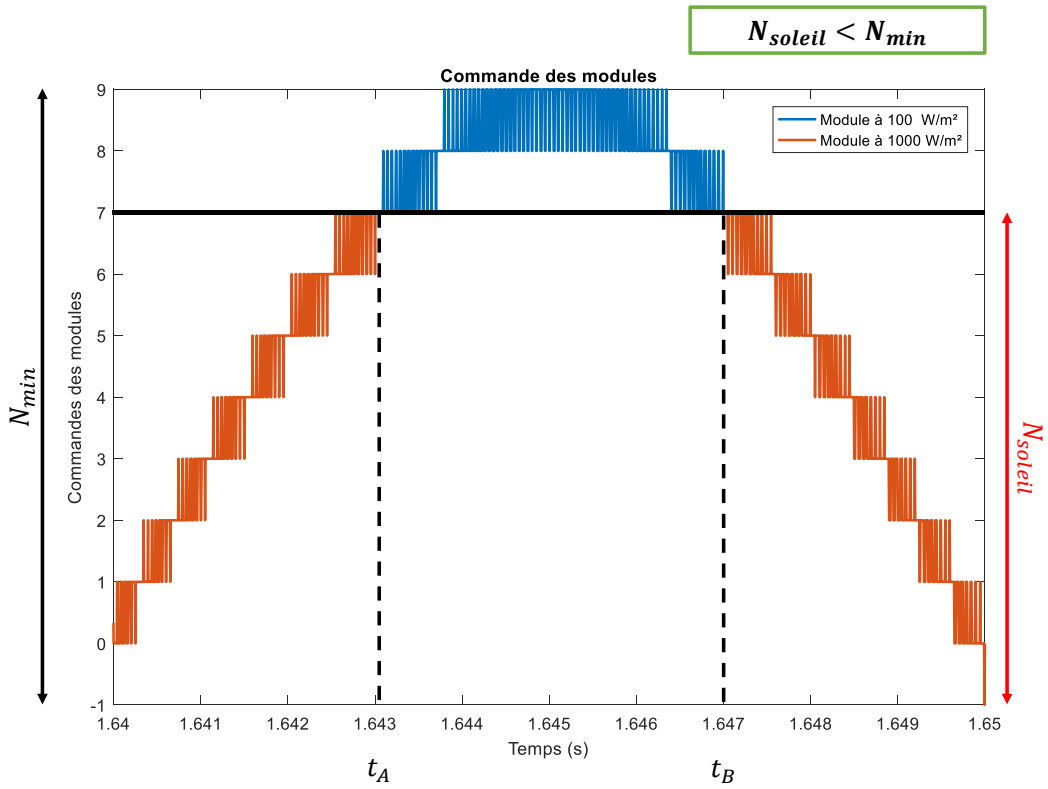


*Figure 4.6 – Somme des modules placés en série des modules pour un ombrage partiel ($N_{soleil} < N_{min}$) – Modules à l'ombre (bleu) et modules au soleil (rouge) (**Simulation**)*

Sur la **Figure 4.6**, la fonction $N_{ref}(t)$ est tracée sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, durant laquelle la tension réseau $V_{grid}(t)$ est positive. Ainsi, sur cette demi-période, les modules sont en mode-bypass ou sont connectés positivement. Le code couleur du tracé est le suivant :

- Lorsque la fonction est en rouge, cela signifie que le dernier module connecté (ou mis en mode-bypass) est l'un des N_{soleil} modules au soleil

- Lorsque la fonction est en bleu, cela signifie que le dernier module connecté (ou mis en mode-bypass) est l'un des N_{ombre} modules à l'ombre

Dans le cas d'un ombrage partiel tel que $N_{soleil} < N_{min}$, la génération de la tension onduleur $V_{inverter}$ s'effectue comme suit :

- De $t = 0$ à $t = t_A$, le contrôleur central construit la forme d'onde de $V_{inverter}$ en choisissant uniquement des modules parmi les N_{soleil} modules au soleil (rouge). Durant cette période, les N_{ombre} modules à l'ombre (bleu) sont en mode by-pass. L'énergie produite par chacun de ces N_{ombre} panneaux à l'ombre est donc stockée dans le condensateur du module associé. Le contrôleur central fait ce choix, car il connait les puissances des modules (par l'estimation des courants I_{PV_i}) et décide de connecter en priorité les modules ayant la plus grande puissance, c'est-à-dire les modules au soleil. Durant cette période $[0 \rightarrow t_A]$, le nombre $N_{ref}(t)$ de panneaux connectés, en temps réel, est tel que :

$$N(0 \rightarrow t_A) < N_{soleil} \tag{18}$$

- A partir de $t = t_A$, le contrôleur central a connecté (positivement) les N_{soleil} modules au soleil. Cependant, il doit poursuivre l'augmentation de la tension $V_{inverter}$ afin de suivre la tension réseau V_{grid} et fournir un courant réseau $I_{grid}(t)$ sinusoïdal. Pour ce faire, il connecte d'autres modules parmi les N_{ombre} modules à l'ombre. Il est important de noter que, durant la période $[t_A \rightarrow t_B]$, le nombre de nouveaux étages générés sur la forme d'onde de $V_{inverter}$ vaut au maximum $N_{min} - N_{soleil}$ ($= 2$, ici). Cependant, cette forme d'onde est générée par N_{ombre} ($= 6$, ici) modules. Le contrôleur central trie les modules afin de réguler la tension de ces modules tout en générant la forme d'onde $V_{inverter}$. Durant cette période $[t_A \rightarrow t_B]$, $N_{ref}(t)$ est tel que :

$$N_{soleil} < N(t_A \rightarrow t_B) \leq N_{min} \tag{19}$$

- A partir de $t = t_B$, la situation est identique à la période $[0 \rightarrow t_A]$ jusqu'à $t = \frac{T_{grid}}{2}$

Cette figure permet de montrer que le contrôleur central doit s'assurer que, durant la période $[t_A \rightarrow t_B]$, les N_{ombre} modules à l'ombre fournissent au réseau la totalité de l'énergie fournie par les N_{ombre} panneaux correspondants sur la période $[0 \rightarrow \frac{T_{grid}}{2}]$.

Afin de mettre en équation le phénomène d'ombrage, il convient de déterminer les instants t_A et t_B. Sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, l'instant t_A correspond au moment où le nombre $N(t)$ de panneaux à connecter est supérieur à N_{soleil} et l'instant t_B correspond au moment où ce nombre redevient inférieur à N_{soleil}.

$$N_{ref}(t_A) = N_{soleil} = N_{ref}(t_B) \tag{20}$$

Par ailleurs, en régime permanent, le nombre $N_{ref}(t)$ peut être défini en fonction de la tension moyenne $V_{PV_{mean}}$ des modules et la tension réseau V_{grid} :

$$N_{ref}(t) = \frac{V_{grid}\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}.t)}{V_{PV_{mean}}} = \frac{V_{grid}\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}.t)}{\frac{N_{soleil}.V_{PV_{mean_{soleil}}} + N_{ombre}.V_{PV_{mean_{ombre}}}}{N_{tot}}} \tag{21}$$

Pour rappel, la **Figure 4.6** a montré que dans le cas $N_{soleil} < N_{min}$:

- La tension moyenne $V_{PV_{mean_{ombre}}}$ des N_{ombre} modules à l'ombre est régulée par le contrôleur central autour de la valeur optimale V_{opt} :

$$V_{PV_{mean_{ombre}}} = V_{opt_{ombre}} \tag{22}$$

- La tension moyenne $V_{PV_{mean_{ombre}}}$ des N_{ombre} modules à l'ombre est augmentée par le contrôleur central par rapport à la valeur optimale V_{opt} :

$$V_{PV_{mean_{soleil}}} > V_{opt_{soleil}} \tag{24}$$

Ainsi, d'après (20) et (21), les temps t_A et t_B peuvent être définis de la façon suivante :

$$t_A = \frac{T_{grid}}{2\pi}\arcsin\left(\frac{N_{soleil}.V_{PV_{mean_{soleil}}}}{V_{grid}\sqrt{2}}\right) \tag{24}$$

t_A et t_B étant symétriques par rapport à $\frac{T_{grid}}{4}$:

$$t_B = \frac{T_{grid}}{2} - t_A \tag{25}$$

Cette première équation de t_A montre la complexité du comportement du système avec un ombrage partiel, car la puissance P_{soleil} dépend de la tension moyenne $V_{PV_{mean_{soleil}}}$ de chacun des N_{soleil} modules au soleil :

$$P_{soleil} = f_{PV}\left(V_{PV_{mean_{soleil}}}\right) \tag{26}$$

Avec, f_{PV} la fonction faisant le lien entre la tension moyenne $V_{PV_{mean_{soleil}}}$ aux bornes d'un panneau solaire sous une irradiation G_{soleil} et la puissance P_{soleil} fournie par ce panneau.

Ce premier paragraphe a mis en évidence la répartition temporelle des connexions des modules dans le cas d'un ombrage partiel ($N_{min} < N_{soleil}$). Deux phases distinctes sont présentes. Durant la phase $[0 \rightarrow t_A]$, l'algorithme de tri choisi de connecter des modules uniquement parmi ceux au soleil. Durant la phase $[t_A \rightarrow t_B]$, les modules au soleil sont tous en série et l'algorithme de tri choisit parmi les

modules à l'ombre. Le cas $[t_A \rightarrow \frac{T_{grid}}{2}]$ est identique au cas $[0 \rightarrow t_A]$. Afin de comprendre comment l'algorithme de tri équilibre les puissances des modules, nous proposons de déterminer l'énergie fournie par les modules au soleil et celle fournie par les modules à l'ombre sur le réseau électrique, durant une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$.

L'énergie fournie par les modules sur le réseau sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$ est présentée sur la **Figure 4.7**. L'énergie $E_{grid_{soleil}}(t)$ envoyée par l'un des modules au soleil est représentée en rouge (les autres modules au soleil ont la même forme d'onde) et l'énergie $E_{grid_{ombre}}(t)$ envoyée par l'un des modules à l'ombre est représentée en bleu (les autres modules à l'ombre ont la même forme d'onde).

Le tracé en rouge montre que, pour un module au soleil, l'énergie envoyée sur le réseau électrique sur une demi-période réseau est telle que :

$$E_{grid_{soleil}}(t) = \frac{P_{soleil}}{2.f_{grid}}.\frac{1-\cos(\omega_{grid}.t)}{2} \quad pour\ t \in \left[0 \rightarrow \frac{T_{grid}}{2}\right] \tag{27}$$

Le tracé bleu montre que, pour un module à l'ombre, la totalité de l'énergie envoyée sur le réseau se fait durant la période $[t_A \rightarrow t_B]$:

$$E_{grid_{ombre}}(t_B) - E_{grid_{ombre}}(t_A) = \frac{P_{ombre}}{2.f_{grid}} \tag{28}$$

L'énergie totale $E_{grid}(t_A \rightarrow t_B)$ fournie par le convertisseur sur le réseau électrique, durant la période $[t_A \rightarrow t_B]$, est donc :

$$E_{grid}(t_A \rightarrow t_B) = E_{grid}(t_B) - E_{grid}(t_A) \tag{29}$$

$$= N_{ombre}.E_{grid_{ombre}}(t_A \rightarrow t_B) + N_{soleil}.E_{grid_{soleil}}(t_A \rightarrow t_B)$$

D'après (28) :

$$E_{grid_{ombre}}(t_A \rightarrow t_B) = E_{grid_{ombre}}(t_B) - E_{grid_{ombre}}(t_A) = \frac{P_{ombre}}{2.f_{grid}} \tag{30}$$

D'après (27) :

$$\begin{aligned} E_{grid_{soleil}}(t_A \rightarrow t_B) &= E_{grid_{soleil}}(t_B) - E_{grid_{soleil}}(t_A) \\ &= \frac{P_{soleil}}{2.f_{grid}}.\left(\frac{1}{2}.\left(\cos(\omega_{grid}.t_B) - \cos(\omega_{grid}.t_A)\right)\right) \end{aligned} \tag{31}$$

Soit :

$$E_{grid_{soleil}}(t_A \rightarrow t_B) = \frac{P_{soleil}}{2.f_{grid}}.C_1(t_A, t_B) \tag{32}$$

Avec :

$$C_1(t_A, t_B) = \frac{1}{2}.\left(\cos(\omega_{grid}.t_B) - \cos(\omega_{grid}.t_A)\right) \tag{33}$$

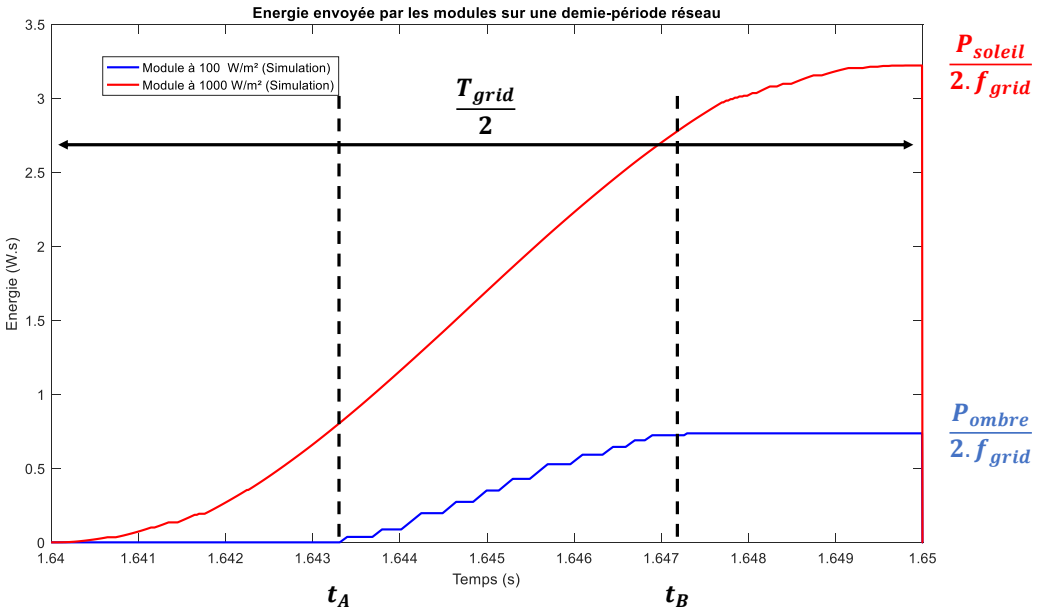


*Figure 4.7 - Energie fournie par les modules sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$ – Module au soleil (rouge) et module à l'ombre (bleu) (**Simulation**)*

L'énergie $E_{grid}(t)$ envoyée sur le réseau électrique est définie par :

$$\begin{aligned} E_{grid}(t) &= \int_{x=0}^{x=t} V_{grid}(x).I_{grid}(x).dx \\ &= \int_{x=0}^{x=t} V_{grid}.\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}.x).I_{grid}.\sqrt{2}.\sin(\omega_{grid}.x).dx \\ &= 2.V_{grid}.I_{grid}.\int_{x=0}^{x=t} \frac{1-\cos(2.\omega_{grid}.x)}{2}.dx \end{aligned} \tag{34}$$

Ainsi :

$$E_{grid}(t) = V_{grid}.I_{grid}.\left(t - \frac{1}{2.\omega_{grid}}.\sin(2.\omega_{grid}.t)\right) \quad pour\ t \in \left[0 \rightarrow \frac{T_{grid}}{2}\right] \tag{35}$$

Il est alors possible de calculer l'énergie totale $E_{grid}(t_A \rightarrow t_B)$ fournie par le convertisseur sur le réseau électrique, durant la période $[t_A \rightarrow t_B]$, à partir de la valeur courant RMS I_{grid} :

$$E_{grid}(t_A \rightarrow t_B) = V_{grid}.I_{grid}.\left((t_B - t_A) - \frac{\sin(2.\omega_{grid}.t_B) - \sin(2.\omega_{grid}.t_A)}{2.\omega_{grid}}\right) \quad (36)$$

Soit :

$$E_{grid}(t_A \rightarrow t_B) = V_{grid}.I_{grid}.C_2(t_A, t_B) \quad (37)$$

Avec :

$$C_2(t_A, t_B) = (t_B - t_A) - \frac{\sin(2.\omega_{grid}.t_B) - \sin(2.\omega_{grid}.t_A)}{2.\omega_{grid}} \quad (38)$$

D'après (29), (32) et (38) :

$$N_{ombre}.\frac{2.P_{ombre}}{f_{grid}} + N_{soleil}.\frac{P_{soleil}}{f_{grid}}.C_1(t_A, t_B) = V_{grid}.I_{grid}.C_2(t_A, t_B) \quad (39)$$

Cette équation fournit une condition d'équilibrage du système afin de respecter la production d'un courant sinusoïdal sur le réseau malgré un ombrage partiel. Par ailleurs, le bilan de puissance du système permet de fournir une seconde équation faisant le lien entre la puissance P_{soleil} des panneaux au soleil et la valeur RMS du courant réseau I_{grid} (et de la tension réseau V_{grid}).

$$P_{soleil}.N_{soleil} + P_{ombre}.N_{ombre} = V_{grid}.I_{grid} \quad (40)$$

Ainsi, à partir des équations (24), (25), (26), (39) et (40), il est possible de définir un système comportant 5 équations et 5 inconnues (t_A, t_B, P_{soleil}, $V_{PV_{mean_{soleil}}}$ et I_{grid}) afin de déterminer la puissance P_{soleil} des modules au soleil en fonction de l'ombrage du système (N_{soleil}, N_{ombre} et P_{ombre}) :

$$\begin{cases} t_A = \frac{T_{grid}}{2\pi}\arcsin\left(\frac{N_{soleil}.V_{PV_{mean_{soleil}}}}{V_{grid}\sqrt{2}}\right) \\ t_B = \frac{T_{grid}}{2} - t_A \\ P_{soleil} = f_{PV}\left(V_{PV_{mean_{soleil}}}\right) \\ N_{ombre}.\frac{2.P_{ombre}}{T_{grid}} + N_{soleil}.\frac{P_{soleil}}{T_{grid}}.C_1(t_A, t_B) = V_{grid}.I_{grid}.C_2(t_A, t_B) \\ P_{soleil}.N_{soleil} + P_{ombre}.N_{ombre} = V_{grid}.I_{grid} \end{cases} \quad (41)$$

Avec :

$$\begin{cases} C_1(t_A, t_B) = \frac{1}{2}.\left(\cos\left(\omega_{grid}.t_B\right) - \cos\left(\omega_{grid}.t_A\right)\right) \\ C_2(t_A, t_B) = (t_B - t_A) - \frac{\sin\left(2.\omega_{grid}.t_B\right) - \sin\left(2.\omega_{grid}.t_A\right)}{2.\omega_{grid}} \end{cases} \quad (42)$$

En cas d'ombrage partiel avec $N_{soleil} < N_{min}$, le contrôleur central continue de réguler le courant de sortie I_{grid} sinusoïdal en phase avec la tension réseau $V_{grid}(t)$. Il répartit la production d'énergie des modules de façon à maximiser la puissance des modules. Pour ce faire, il connecte en priorité les modules au soleil pour créer la forme d'onde de la tension $V_{inverter}$. Les modules à l'ombre sont donc connectés au sein d'un intervalle $[t_A \rightarrow t_B]$. Le contrôleur central régule (à la baisse) la puissance P_{soleil} des N_{soleil} modules au soleil en réduisant l'amplitude du courant I_{grid}, ce qui conduit à réduire légèrement l'intervalle $[t_A \rightarrow t_B]$, car la tension des panneaux est alors plus grande. Cela permet de garantir un courant de sortie sinusoïdal. Pour chaque condition d'ombrage (N_{soleil}, N_{ombre} et P_{ombre}), il existe un unique point d'équilibre (t_A, t_B, P_{soleil}, $V_{PV_{mean_{soleil}}}$ et I_{grid}).

Dans le paragraphe suivant, nous proposons d'analyser le comportement du système (notamment, le rendement d'extraction $\eta_{extraction_{soleil}}$ des modules au soleil) en faisant varier les conditions de l'ombrage partiel (N_{soleil}, G_{soleil}, N_{ombre}, G_{ombre}).

5) Validation du modèle par simulation

Le paragraphe précédent a mis en évidence que, lors d'un ombrage partiel tel $N_{soleil} < N_{min}$, le contrôleur central, à travers l'algorithme de tri, repartie l'envoi de l'énergie sur le réseau, des modules au soleil et des modules à l'ombre, en fonction de la phase du réseau. En faisant cela, les modules au soleil sont déviés de leur point de puissance maximale afin de garantir un THD (Taux de Distorsion Harmonique) minimal sur le courant de sortie I_{grid} et un facteur de puissance unitaire.

La **Figure 4.8** l'évolution du point de puissance des modules au soleil en fonction du type d'ombrage partiel sur le champ photovoltaïque (nombre N_{ombre} de modules à l'ombre et irradiation G_{ombre} de ces modules). Les conditions de simulations sont les suivantes :

- Les N_{soleil} panneaux au soleil ont une irradiation $G_{soleil} = 1000\ W.m^{-2}$
- Les différents tracés correspondent à des ombrages allant de $G_{ombre} = 100\ W.m^{-2}$ à $G_{ombre} > 500\ W.m^{-2}$

- L'axe des ordonnées correspond à la puissance P_{soleil} à laquelle est régulée chacun des N_{soleil} panneaux au soleil par le contrôleur central afin de garantir un courant sinusoïdal $I_{grid}(t)$ en sortie
- L'axe des abscisses correspond au nombre N_{ombre} de modules à l'ombre avec un nombre total N_{tot} de modules tel que :

$$N_{tot} = N_{soleil} + N_{ombre} = 13 \tag{43}$$

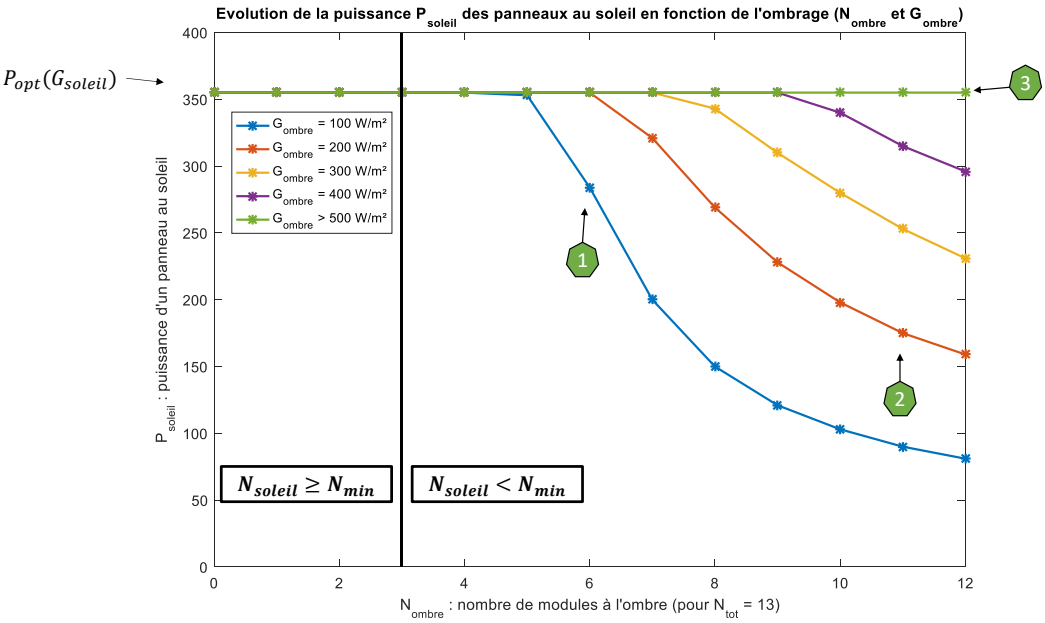


Figure 4.8 - Evolution de la puissance P_{soleil} des modules au soleil en fonction du nombre N_{ombre} de modules à l'ombre et de l'irradiation G_{ombre} de ces modules

La **Figure 4.8** montre bien la distinction entre les cas $N_{soleil} \geq N_{min}$ (dans lequel la puissance P_{soleil} des modules au soleil est égale au point de puissance maximale $P_{opt}(G_{soleil})$) et le cas $N_{soleil} < N_{min}$. Dans ce second cas, l'évolution de la puissance P_{soleil} dépend de l'irradiation des modules à l'ombre. Lorsque celle-ci est faible (par exemple, $G_{ombre} = 100\ W/m^2$ (courbe bleu)), à mesure que le nombre de modules à l'ombre augmente, la puissance des modules au soleil P_{soleil} est fortement réduite. Ainsi dans le cas où un module est encore au soleil ($N_{soleil} = 1$), la puissance P_{soleil} de ce module n'est que de $80\ W$ (sachant que $P_{opt}(G_{soleil}) = 365W$). Avec un ombrage moins important (G_{ombre} plus grand) et pour un même nombre de modules à l'ombre, la puissance des modules au soleil est supérieure. Par ailleurs, la courbe verte montre que lorsque l'ombrage partiel n'est pas trop important ($G_{ombre} > 500W/m^2$), le contrôle central parvient à maintenir la puissance P_{soleil} des modules au soleil au point de puissance maximale $P_{opt}(G_{soleil})$. En résumé, la **Figure 4.8** montre que l'impact d'un ombrage

partiel sur la puissance P_{soleil} des modules au soleil dépend de l'irradiation G_{ombre} et du nombre N_{ombre} de modules à l'ombre.

Afin de compléter la lecture de ce graphique, 3 points (cercles verts sur la figure) sont détaillés :

- Point n°1 : le nombre de modules à l'ombre est : $N_{ombre} = 6$. Ansi, le nombre de modules au soleil est : $N_{soleil} = 13 - N_{ombre} = 7$. La légende de la figure indique que les N_{ombre} modules à l'ombre ont une irradiation $G_{ombre} = 100\ W.m^{-2}$. Afin de garantir la régulation d'un courant $I_{grid}(t)$ sinusoïdal, le contrôleur central régule ces N_{soleil} modules au soleil à la puissance $P_{soleil} = 284\ W$. Le rendement d'extraction des N_{soleil} modules au soleil est donc :

$$\eta_{extraction_{soleil}} = \frac{P_{PV_{mean_{soleil}}}}{P_{opt_{soleil}}} = \frac{284\ \mathrm{W}}{365\ \mathrm{W}} = 77\% \tag{44}$$

- Point n°2 : le nombre de modules à l'ombre est : $N_{ombre} = 11$. Ansi, le nombre de modules au soleil est : $N_{soleil} = 13 - N_{ombre} = 2$. La légende de la figure indique que les N_{ombre} modules à l'ombre ont une irradiation $G_{ombre} = 200\ W.m^{-2}$. Le contrôleur central régule ces N_{soleil} modules au soleil à la puissance $P_{soleil} = 175\ W$. Le rendement d'extraction des N_{soleil} modules au soleil est donc :

$$\eta_{extraction_{soleil}} = \frac{P_{PV_{mean_{soleil}}}}{P_{opt_{soleil}}} = \frac{175\ \mathrm{W}}{365\ \mathrm{W}} = 48\% \tag{45}$$

- Point n°3 : le nombre de panneaux à l'ombre est : $N_{ombre} = 12$. Ansi, le nombre de panneaux au soleil est : $N_{soleil} = 13 - N_{ombre} = 1$. La légende de la figure indique que les N_{ombre} panneaux à l'ombre ont une irradiation $G_{ombre} = 500\ W.m^{-2}$. Le contrôleur central régule ces N_{soleil} panneaux au soleil à la puissance $P_{soleil} = 365\ W$, ce qui correspond au point de puissance maximal $P_{opt}(G_{soleil})$. Le rendement d'extraction des N_{soleil} panneaux au soleil est donc :

$$\eta_{extraction_{soleil}} = \frac{P_{PV_{mean_{soleil}}}}{P_{opt_{soleil}}} = \frac{365\ \mathrm{W}}{365\ \mathrm{W}} = 100\% \tag{46}$$

Dans le cadre d'un convertisseur photovoltaïque, le point essentiel à déterminer est la capacité du système à extraire un maximum d'énergie de ces panneaux. En effet, dans le cas ombrage partiel, seuls les modules au soleil peuvent être déviés de leur point de puissance maximal. En revanche, les modules à l'ombre fournissent bien leur maximum de puissance disponible. Ainsi, il est nécessaire de prendre en compte le rendement d'extraction total pour comprendre le comportement du système en cas d'ombrage partiel

Le rendement total d'extraction $\eta_{extraction_{total}}$ se calcule avec la formule suivante :

$$\eta_{extraction_{total}} = \frac{P_{PV_{mean_{soleil}}}.N_{soleil} + P_{PV_{mean_{ombre}}}.N_{ombre}}{P_{opt_{soleil}}.N_{soleil} + P_{opt_{ombre}}.N_{ombre}} \quad (47)$$

La **Figure 4.9** présente le rendement total d'extraction $\eta_{extraction_{total}}$pour chacune des conditions de simulation (N_{soleil}, G_{soleil}, N_{ombre}, G_{ombre}) d'un ombrage partiel. Les points n°1 à 3 de la **Figure 4.8** sont également représentés sur la **Figure 4.9**. Le point n°3 correspond à une extraction maximale de 100 % de la puissance disponible, car les panneaux au soleil ont une puissance correspondante à la puissance optimale $P_{soleil} = P_{opt}$. Il est intéressant de noter que les points n°1 et 2 possèdent quasiment le même rendement total d'extraction $\eta_{extraction_{total}} \approx 82\ \%$ de la puissance disponible. Pourtant, la **Figure 4.8** a montré que, dans les conditions du point n°2, le rendement d'extraction $\eta_{extraction_{soleil}}$ des panneaux au soleil était seulement de 77 % (contrairement au point n°1 où il est de 48 %) . Seulement, étant donné que le nombre de panneaux au soleil est faible, leur contribution au rendement global est plus limitée. L'opposition entre le rendement d'extraction $\eta_{extraction_{soleil}}$ des panneaux au soleil et le nombre N_{ombre} de panneaux à l'ombre explique la forme parabolique de l'équation du rendement total d'extraction $\eta_{extraction_{total}}$ de la puissance disponible.

La profondeur de cette courbe est d'autant plus grande que l'ombrage est fort ($G_{ombre} \ll G_{soleil}$). Ainsi, lorsque $G_{ombre} = 100\ W.m^{-2}$ et $N_{ombre} = 9$, seule $\eta_{extraction_{total}} = 48\%$ de la puissance théoriquement disponible est extraite avec cette topologie.

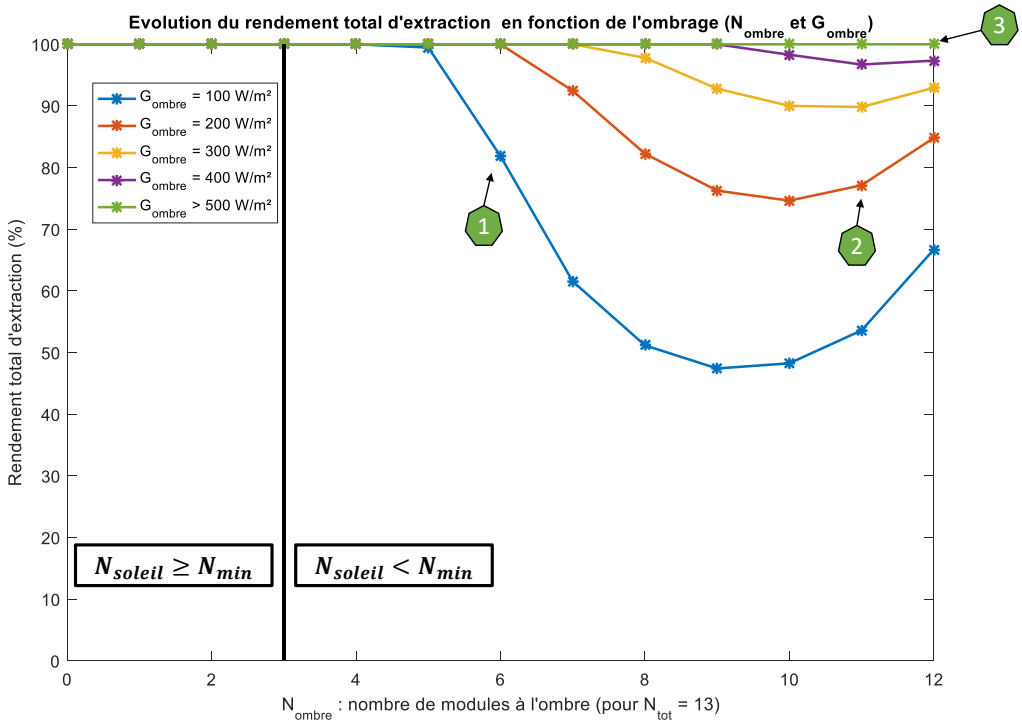


Figure 4.9 Evolution du rendement d'extraction total en fonction du nombre N_{ombre} de modules à l'ombre et de l'irradiation G_{ombre} de ces modules

Cette première section a présenté une analyse de l'impact d'un ombrage partiel sur le système. Ce mode dégradé se caractérise notamment par le nombre N_{ombre} de modules ombragés ainsi que l'irradiation G_{ombre} de ces modules. Avec le schéma de régulation présenté au chapitre 2, l'ombrage partiel n'impacte pas le THD du courant de sortie I_{grid} ni le facteur de puissance. En effet, l'algorithme de tri permet cela en répartissant, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, les connexions des modules au soleil et à l'ombre. Dans la génération de la forme d'onde sinusoïdale de la tensions $V_{inverter}$ sur N_{min} étages, le contrôleur central privilégie l'utilisation des N_{soleil} modules au soleil qui ont une puissance disponible plus importante que les N_{ombre} modules à l'ombre. Cependant, dans le cas où $N_{soleil} < N_{min}$, le contrôle central doit nécessairement connecter les modules à l'ombre durant au moins un intervalle de temps $[t_A \rightarrow t_B]$. Afin de garantir que, durant cet intervalle de temps, les condensateurs des modules à l'ombre ne se déchargent pas trop (ce qui baisserait leurs tensions), le contrôleur central peut baisser la puissance des modules au soleil afin de limiter la valeur du courant I_{grid} durant l'intervalle $[t_A \rightarrow t_B]$. L'algorithme de tri optimise donc automatiquement l'équilibre de puissance de ces modules au soleil en cas d'ombrage partiel. Bien que cela traduise une baisse du rendement d'extraction d'énergie disponible, ce schéma de commande garantie un courant de sortie avec un THD minimal et un facteur de puissance unitaire. De plus, contrairement aux méthodes de l'état de l'art,

présentées en début de chapitre, aucun schéma de commande supplémentaire n'a été ajouté pour permettre au convertisseur de fonctionner correctement dans ce mode dégradé.

B. Défaillance d'un ou plusieurs panneaux

Le second mode dégradé pouvant survenir sur un champ photovoltaïque est la défaillance d'un ou plusieurs panneaux [16,17]. Cela se caractérise par une puissance de sortie nulle sur le ou les panneaux défaillants. Dans le cas d'un onduleur string, le panneau défaillant est mis en bypass grâce à une diode (appelée diode bypass) en parallèle du panneau. Cette méthode est simple à mettre en œuvre, cependant le courant total des panneaux en série passe par cette diode ce qui provoque des pertes et de l'échauffement (en plus du coût de cette diode). Dans le cas d'un CHBMLI, le panneau défaillant peut être mis en bypass grâce au contrôleur local [18,19]. Cependant, afin d'assurer la continuité de service du convertisseur, il est nécessaire d'analyser la réactivité du schéma de commande proposé, en cas de défaut. De plus, étant donné que les modules n'ont pas de fonctions boost dans notre cas, l'augmentation du nombre de panneaux défaillants limite l'amplitude de la tension onduleur $V_{inverter}$. Tout comme pour la gestion d'un ombrage partiel, les solutions proposées dans l'état de l'art repose sur des modulations SPWM modifiées [20], ce qui ne convient pas à notre schéma de commande ou sur l'injection de puissance réactive [12], ce qui n'est pas souhaitable pour notre application.

Cette section étudie la réactivité du convertisseur lorsqu'un panneau devient défaillant. En outre, la possibilité de continuité de service est analysée. Ensuite, cette étude est poussée dans le cas ou plusieurs panneaux seraient défaillants. La limite de fonctionnement du convertisseur est déterminée et une solution partielle de dimensionnement du nombre de modules est proposée.

Note : dans le cas de la topologie CHBMLI, il est supposé que la défaillance du panneau n'endommage pas l'électronique du contrôleur local. Une étude plus poussée est nécessaire pour analyser les modes de défaillances ainsi que des solutions pour ce convertisseur [4].

1) Panneau solaire défaillant

La défaillance d'un panneau solaire constitue un défaut courant sur un système photovoltaïque. Cela peut être dû à une fissure sur le panneau, un échauffement d'une des cellules du panneau ou des problèmes de soudures, ou encore une pénétration de l'humidité. En supposant que seul le

fonctionnement du panneau solaire est altéré, il est intéressant d'observer le comportement du convertisseur selon plusieurs paramètres. La **Figure 4.10** présente le schéma de la topologie dans le cas d'une défaillance d'un des panneaux à un instant $t = t_{défaut}$: $I_{PV_i}(t \geq t_{défaut}) = 0$.

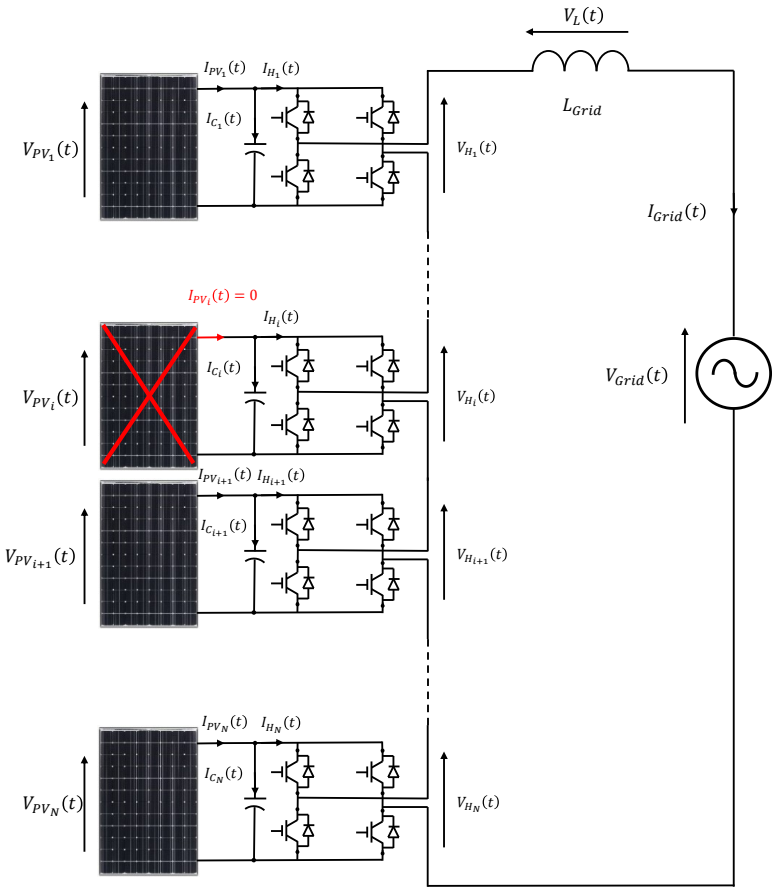


Figure 4.10 – Schéma de la topologie CHBMLI dans le cas d'une défaillance d'un des panneaux

En supposant un défaut sur le panneau solaire du module i, le courant produit par ce dernier devient nul. Cependant, les modules (convertisseur et contrôleur central) ont été conçus pour pouvoir être alimentés directement par les panneaux solaires. Dans le cas où le panneau solaire ne produirait plus du tout de puissance, il est nécessaire de prévoir une alimentation de secours pour que le contrôleur local puisse maintenir la communication avec le contrôleur central. Cette alimentation est apportée sur chaque module par le câble RJ45 à partir de l'alimentation du contrôleur central. Le choix a été fait de prendre une alimentation 12V pour chaque module. L'isolation est assurée à l'aide d'un TMR 3-1212 (convertisseur isolé DC-DC 12V vers 12V). Le circuit d'alimentation du module a été conçu de façon à ce que cette alimentation (de secours) prenne le relais lorsque la tension du panneau solaire chute en dessous de 12V. La consommation du circuit du contrôleur local (MCU, capteurs, drivers, …) est de $P_{circuit} = 1\ W$.

Les courants I_{PV_i} et les tensions V_{PV_i} du convertisseur, dans le cas où un panneau devient défaillant, sont présentés sur la **Figure 4.11**. Le tracé du haut présente la tension d'un module fonctionnel (bleu) et la tension du panneau défaillant (rouge). Le tracé du bas présente les courants de ces modules avec le même code couleur. A $t_{défaut} = 1s$, le panneau solaire du module i (en bleu) ne produit plus aucun courant : $I_{PV_i}(t > t_{défaut}) = 0$. Pour rappel, le contrôleur central estime le courant moyen $I_{PV_{mean_i}}$ de chaque panneau, sur une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, à partir des instants de connexion des modules et de l'énergie envoyée sur le réseau. Ainsi, durant une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$ (à partir de l'instant de défaillance), le contrôleur central continue de considérer le module comme étant fonctionnel. Ainsi, l'énergie transférée du panneau défaillant au réseau engendre une chute de tension immédiate, car cette énergie est directement prélevée dans le condensateur du module. A l'instant $t_{défaut}$, l'énergie stockée dans le condensateur du module i (en supposant qu'il est régulé à sa tension optimale V_{opt}) est :

$$\mathrm{E}_{C_{PV_i}}(t_{défaut}) = \frac{1}{2}.C_{PV}.\left(V_{PV_i}(t_{défaut})\right)^2 \tag{48}$$

En supposant que, durant la demi-période $\frac{T_{grid}}{2}$, le contrôleur central maintient l'extraction de puissance sur ce module, l'énergie stockée dans le condensateur, à la fin de cette demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$, est :

$$\mathrm{E}_{C_{PV_i}}\left(t_{défaut} + \frac{T_{grid}}{2}\right) = \mathrm{E}_{C_{PV_i}}(t_{défaut}) - P_{opt_i}(t_{défaut}).\frac{T_{grid}}{2} \tag{49}$$

Par ailleurs :

$$\mathrm{E}_{C_{PV_i}}\left(t_{défaut} + \frac{T_{grid}}{2}\right) = \frac{1}{2}.C_{PV}.\left(V_{PV_i}\left(t_{défaut} + \frac{T_{grid}}{2}\right)\right)^2 \tag{50}$$

Ainsi, lorsque le contrôleur central détecte qu'un panneau est défaillant (par l'estimation du courant moyen, après une demi-période réseau $\frac{T_{grid}}{2}$), la chute de tension maximale apparaissant sur ce dernier est :

$$\begin{aligned}\Delta V_{défaut_{max}} &= V_{PV_i}(t_{défaut}) - V_{PV_i}\left(t_{défaut} + \frac{T_{grid}}{2}\right) \\ &= V_{PV_i}(t_{défaut}) - \sqrt{\left(V_{PV_i}(t_{défaut})\right)^2 - P_{opt_i}(t_{défaut}).\frac{T_{grid}}{C_{PV}}}\end{aligned} \tag{51}$$

En supposant :

$$\begin{cases} V_{PV_i}(t_{défaut}) = 34.9\ V \\ P_{opt_i}(t_{défaut}) = 365\ W \\ C_{PV} = 12.4\ mF \end{cases} \tag{52}$$

On obtient :

$$\Delta V_{défaut_{max}} = 9\ V \tag{53}$$

Le panneau défaillant possède donc une chute de tension qui, dans le pire cas, ne remet pas en cause le fonctionnement du système ($\Delta V_{défaut_{max}} \approx 25\% * V_{opt}$). En effet, le contrôleur central parvient malgré tout à maintenir la régulation des tensions sur les modules fonctionnels autour des leurs tensions optimales V_{opt_i}. Sur la **Figure 4.11**, les tensions des modules fonctionnels (représentées en rouge) ne sont quasiment pas impactées par la mise en défaut d'un des panneaux.

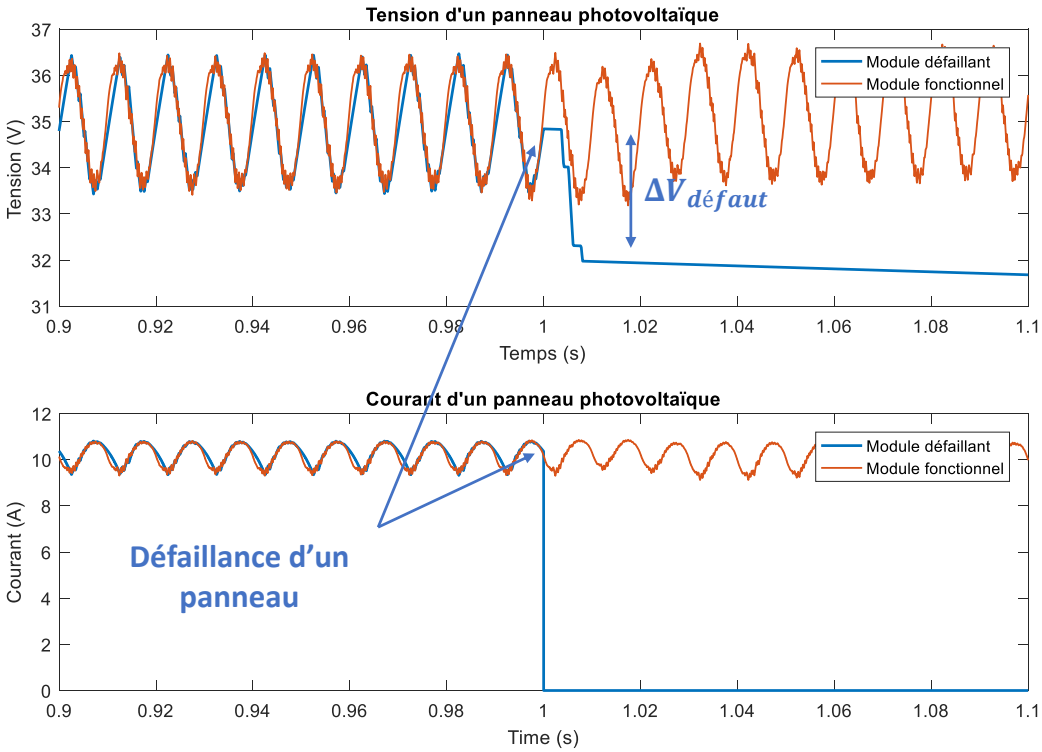


*Figure 4.11 – Tensions V_{PV_i} et courants I_{PV_i} du convertisseur lors de la défaillance d'un panneau – Module défaillant (bleu) et module fonctionnel (rouge) (**Simulation**)*

En réalité, le contrôleur central parvient à limiter cette chute de tension en régulant rapidement l'amplitude du courant réseau lorsque la tension du panneau défaillant chute. La **Figure 4.12** montre comment évolue la référence de l'amplitude du courant réseau $I_{grid_{ref}}$ durant la défaillance du panneau. Grâce aux estimateurs de tensions et à la remontée d'informations par le bus de communication, le contrôleur central parvient très rapidement à se rendre compte que le module

défaillant ne réagit pas correctement. Il diminue naturellement la référence de l'amplitude du courant réseau $I_{grid_{ref}}$ afin de satisfaire les conditions imposées par les boucles de régulations imbriquées, à savoir minimiser l'erreur entre la moyenne des tensions V_{PV_i} et la moyenne des tensions MPPT V_{MPPT_i}. En effet, dans une régulation par boucles imbriquées, la boucle la plus rapide (ici la boucle de régulation du courant I_{grid}) est prioritaire sur la ou les autres boucles. Cette diminution de $I_{grid_{ref}}$, couplée à l'algorithme de tri, permet de limiter fortement la chute de tension du panneau défaillant. Après une demi-période réseau, le contrôleur central estime le courant moyen de chaque module et détecte le panneau défaillant. Ce dernier est alors mis en mode by-pass et le contrôleur central continue de faire fonctionner le système avec les modules restants. Le convertisseur continue donc d'exploiter la puissance disponible sur chacun des panneaux fonctionnels. Ce fonctionnement est assuré, car le nombre total N_{tot} de panneaux est défini de façon à ce que $N_{tot} > N_{min}$. Ainsi :

$$N_{tot} - 1 \geq N_{min} \tag{54}$$

Le dimensionnement du convertisseur permet donc une poursuite d'activité malgré la défaillance d'un panneau.

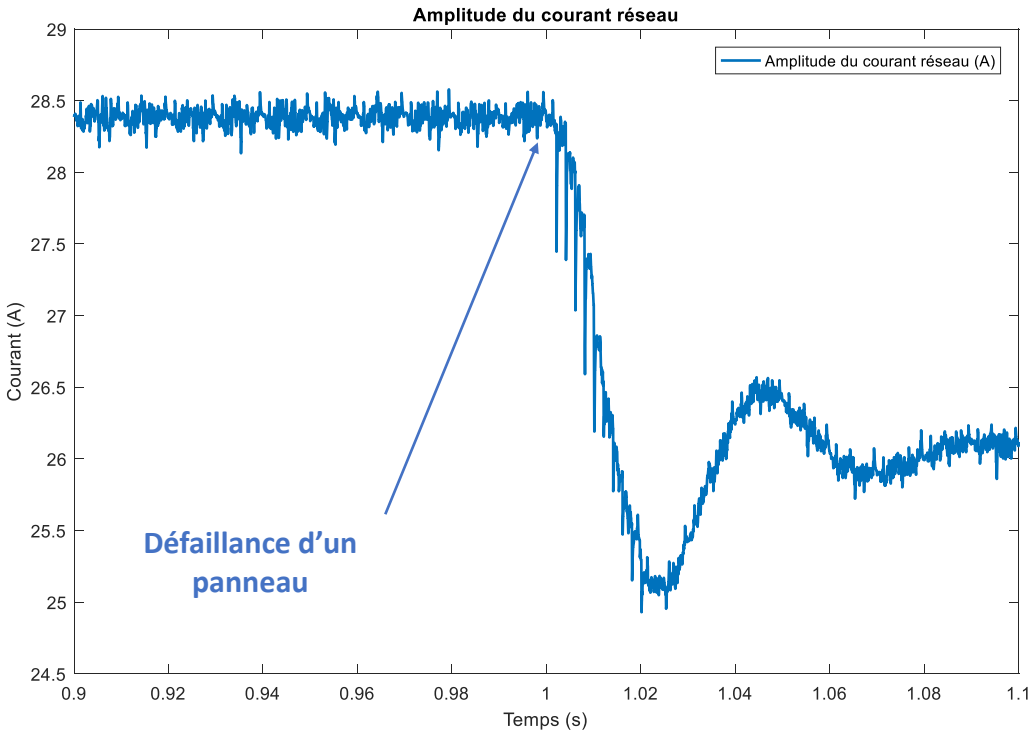


*Figure 4.12 – Amplitude du courant réseau I_{grid} du convertisseur lors de la défaillance d'un panneau (**Simulation**)*

Ces éléments montrent que, grâce aux boucles de régulation et à l'algorithme de tri, le contrôleur central parvient à maintenir la stabilité du système par la régulation des tensions panneaux $V_{PV_i}(t)$ et du courant réseau $I_{grid}(t)$, dans le cas où un panneau deviendrait subitement défaillant. L'estimateur du courant moyen des panneaux permet de rapidement détecter le défaut et permet au contrôleur central d'isoler le module correspondant tout en maintenant une extraction optimisée de puissance sur les autres panneaux.

Dans la boucle de régulation de la moyenne $V_{PV_{mean}}$ des tensions des modules, le contrôleur central détermine le courant de référence $I_{grid_{ref}}$ permettant de minimiser l'erreur entre la moyenne des tensions des modules $V_{PV_{mean}}$ et la moyenne des tensions optimales V_{opt} (fournies par les algorithmes MPPT). Cependant, ces deux valeurs moyennes ne doivent prendre en compte que les modules qui vont effectivement être connectés sur le réseau. Lorsqu'un panneau est défaillant, sa faible tension (due à la décharge du condensateur C_{PV_i}) vient fausser cette valeur moyenne, car ce module ne sera plus connecté au réseau. Le contrôleur central doit donc prendre en compte cet aspect dans le calcul de la valeur moyenne :

$$V_{PV_{mean}}(t) = \frac{1}{N}.\sum_i V_{PV_i}(t).\left(1 - K_{HS_i}(t)\right) \tag{55}$$

$$V_{opt_{mean}}(t) = \frac{1}{N}.\sum_i V_{opt_i}(t).\left(1 - K_{HS_i}(t)\right) \tag{56}$$

Avec :

$$\begin{cases} K_{HS_i}(t) = 0 \quad si \quad I_{PV_{mean_i}(t)} > 0 \\ K_{HS_i}(t) = 1 \quad si \quad I_{PV_{mean_i}(t)} = 0 \end{cases} \tag{57}$$

Le schéma de la boucle de régulation (présentée au chapitre 2) doit donc être très légèrement modifié afin de prendre en compte ce cas de défaillance d'un ou plusieurs panneaux. L'évolution du schéma de la boucle est présentée sur la Erreur ! Source du renvoi introuvable..

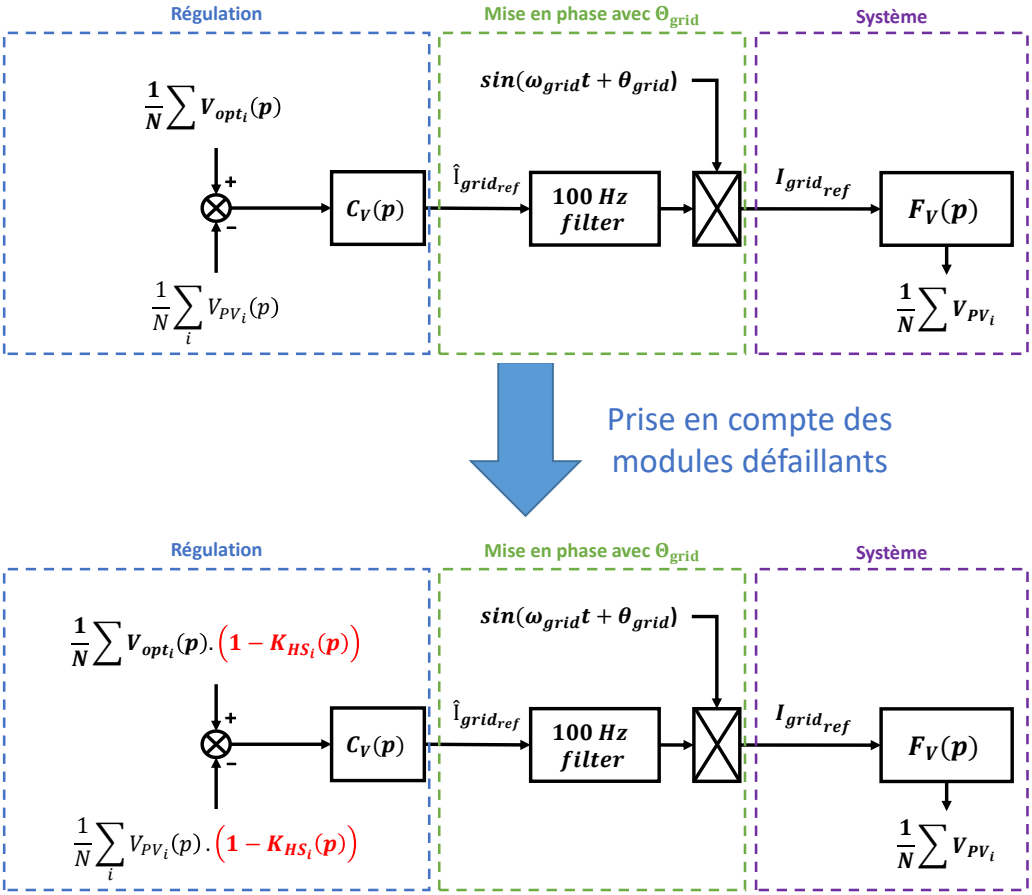


Figure 4.13 - Schéma de la boucle de régulation de la moyenne $V_{PV_{mean}}$ des tensions panneaux : sans prise en compte des modules défaillants (schéma du haut) et avec pris en compte (schéma du bas)

L'application de ce nouveau schéma de commande est testée en simulation dans le cas de la défaillance d'un panneau. La **Figure 4.14** présente la tension V_{PV_i} d'un module fonctionnel (bleu) et celle du module défaillant (rouge) selon le schéma de commande. Dans le cas où les modules défaillants ne seraient pas intégrés dans le schéma de régulation (tracé du haut), le contrôleur central augmente la tension des modules fonctionnels vers une nouvelle tension $V_{PV_{mean_i}}$ afin de garantir que la moyenne des tensions des modules $V_{PV_{mean}}$ est égale à la moyenne des tensions optimales $V_{opt_{mean}}$. Cependant, étant donné que le module défaillant ne fournit plus de puissance, sa tension diminue progressivement, l'éloignant ainsi de son point de tension optimale. En prenant en compte les modules défaillants dans le schéma de régulation (tracé), la tension de chaque module fonctionnel est maintenue à sa tension optimale V_{opt_i}, ce qui permet de maximiser l'extraction de puissance. Cette simple modification permet de prendre en compte les modules défaillants dans le commande du convertisseur. Par ailleurs, cette nouvelle équation de calcul de la moyenne $V_{PV_{mean}}$ des tensions panneaux doit également être intégré dans la boucle de régulation du courant réseau I_{grid}.

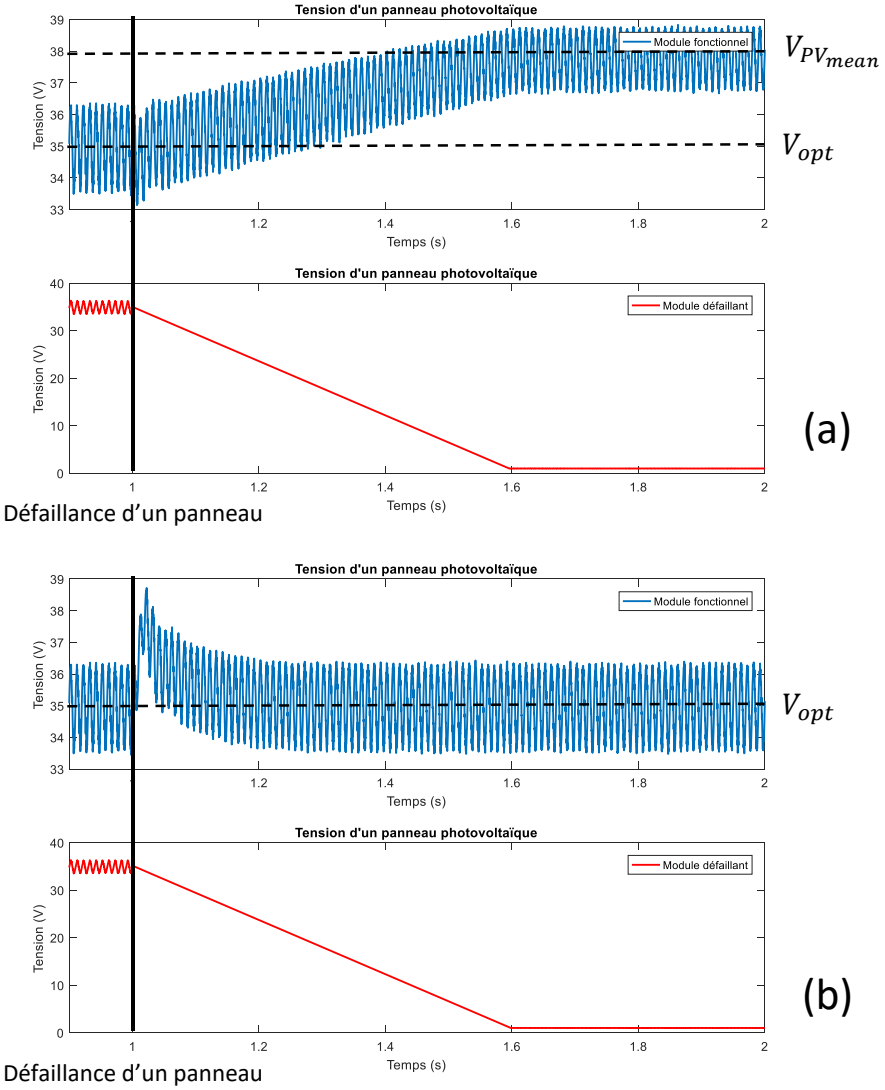


Figure 4.14 – Evolution de la tension V_{PV_i} d'un module fonctionnel et d'un module défaillant selon le schéma de régulation de la boucle de régulation de $V_{PV_{mean}}$: a) Sans prise en compte des modules défaillants b) Avec prise en compte des modules défaillants

Ce paragraphe a montré la nécessité de modifier légèrement le schéma de régulation du système afin de permettre la défaillance d'un module tout en maintenant chaque module fonctionnel restant à son point de puissance maximal. La prochaine section étudie le comportement du convertisseur lorsque plusieurs modules sont défaillants.

2) Nombre insuffisant de modules fonctionnels

La section précédente a montré que le convertisseur pouvait réagir de façon stable et équilibré à la défaillance d'un panneau dans le cas où le nombre $N_{tot_{fonctionnels}}$ de modules fonctionnels reste supérieur au nombre minimal N_{min} nécessaire pour assurer la forme d'onde de la tension $V_{inverter}$ tout en régulant la tension moyenne $V_{PV_{mean_i}}$ de chaque panneau vers sa tension optimale. En supposant, un régime uniforme ($V_{opt_i} = V_{opt}$) et un réseau équilibré $\left(V_{grid}(t) = V_{grid}.\sqrt{2}.\sin\left(\omega_{grid}.t\right)\right)$:

$$N_{min} = ceil\left(\frac{V_{grid}.\sqrt{2}}{V_{opt}}\right) \tag{58}$$

Lorsque le nombre $N_{tot_{fonctionnels}}$ de modules fonctionnels est inférieur au nombre minimal N_{min}, le contrôleur central ne peut plus assurer la forme d'onde de la tension onduleur $V_{inverter}$ tout en maintenant les $N_{tot_{fonctionnels}}$ modules à leurs points de tension optimale car :

$$N_{tot_{fonctionnels}}.V_{opt} < V_{grid}.\sqrt{2} \tag{59}$$

Cependant, afin de réguler un courant $I_{grid}(t)$ sinusoïdal, le contrôleur central diminue l'amplitude du courant I_{grid}, ce qui conduit une augmentation de la tension moyenne $V_{PV_{mean}}$ des modules et à garantir :

$$N_{tot_{fonctionnels}}.V_{PV_{mean}} \geq V_{grid}.\sqrt{2} \tag{60}$$

Cette augmentation de la tension moyenne s'accompagne nécessairement d'une diminution du rendement d'extraction de la puissance disponible, car les $N_{tot_{fonctionnels}}$ modules fonctionnels ne sont pas régulés autour de leurs points de puissance maximale.

La défaillance d'un panneau, dans le cas où $N_{tot_{fonctionnels}} = 9 < N_{min} = 10$, est simulée. Les formes d'ondes de la tension d'un module défaillant et de celle d'un module fonctionnel sont présentées sur la **Figure 4.15**. Le tracé du haut présente la tension d'un module défaillant (en bleu) et d'un des modules fonctionnels (en rouge). Le tracé du bas présente, avec le même code couleur, les courants correspondants de ces modules. Le comportement du panneau qui devient défaillant à $t = 1s$ est identique à celui présenté dans la section précédente (sur la **Figure 4.14**). En revanche, étant donné que le nombre $N_{tot_{fonctionnels}}$ de modules fonctionnels est inférieur à N_{min}, le contrôleur central diminue l'amplitude du courant I_{grid}, ce qui fait augmenter la tension des modules fonctionnels vers

une tension $V_{PV_{mean}} > V_{opt}$ et permet d'atteindre la tension crête du réseau tout en garantissant un courant réseau $I_{grid}(t)$ sinusoïdal. Cependant, l'augmentation de la tension moyenne des panneaux au-delà de leur tension optimale limite l'extraction de puissance des modules restants. Dans le cas de la simulation de la **Figure 4.15**, la tension moyenne à laquelle le contrôleur central régule l'ensemble des modules fonctionnels est :

$$V_{PV_{mean}} = 36.2\ V > V_{opt} = 34.9\ V \tag{61}$$

La puissance résultante de chacun de ces modules est :

$$P_{PV_{mean}} = 333\ W < P_{opt} = 365\ W \tag{62}$$

De façon analogue à la gestion de l'ombrage partiel, le contrôleur central privilégie la minimisation du THD et la maximisation du facteur de puissance du courant $I_{grid}(t)$ produit sur le réseau quitte à limiter la puissance extraite.

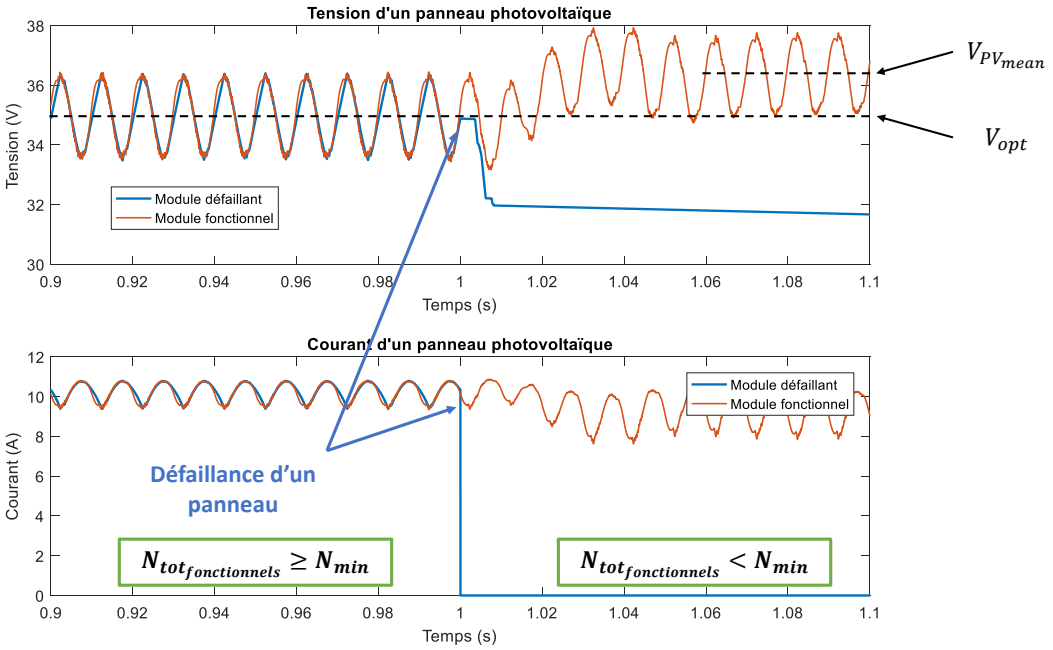


Figure 4.15 -Evolution de la tension V_{PV_i} et du courat I_{PV_i} d'un module fonctionnel et d'un module défaillant dans le cas où, après la défaillance, $N_{tot_{fonctionnels}} < N_{min}$

Il est intéressant de noter qu'en cas de défaillance d'un panneau solaire (tel que $N_{tot_{fonctionnels}} < N_{min}$), le contrôleur central est limité par la tension de circuit-ouvert du panneau solaire. En effet, cette tension correspond à un courant I_{PV} nul (donc une puissance P_{PV} nulle). Ainsi, le nombre minimal de panneaux avec lequel le contrôleur central peut maintenir une régulation du courant $I_{grid}(t)$ sinusoïdal est :

$$N_{tot_{fonctionnels_{min}}} = ceil\left(\frac{V_{grid}.\sqrt{2}}{V_{co}}\right) \tag{63}$$

Dans notre application, la tension de circuit-ouvert des panneaux solaires est $V_{co} = 42\ V$, ce qui donne $N_{tot_{fonctionnels_{min}}} = 8$. Sachant que le nombre total de modules est $N_{modules} = 13$, le convertisseur peut assurer la continuité de service jusqu'à la défaillance de 5 panneaux.

Cette analyse du fonctionnement et de l'amélioration du schéma de commande durant les modes dégradés a permis de mettre en évidence que le contrôle central parvient à maintenir un courant de sortie I_{grid} sinusoïdal et avec un facteur de puissance unitaire. Pour ce faire, l'algorithme de tri change les point de fonctionnement des modules non-dégradés afin de garantir la forme d'onde de la tension onduleur $V_{inverter}$ permettant de réguler le courant de sortie. Par ailleurs, il a été montré que l'ajout d'un module supplémentaire permet de réduire les contraintes durant les modes dégradés. Le schéma de commande présenté dans ce manuscrit a l'avantage de pouvoir générer une forme d'ondes sur N_{min} étages avec $N_{modules}$ sachant que $N_{min} \leq N_{modules}$. Le prochain paragraphe aura pour objectif d'analyser l'augmentation du nombre de modules dans l'onduleur tout en conservant une tension de sortie V_{grid} identique (donc N_{min} identique).

3) Augmentation du nombre de modules

La section précédente a montré que la défaillance d'un (ou plusieurs) panneau solaire peut être, partiellement, compensée par le contrôleur central en diminuant l'amplitude du courant I_{grid}, ce qui conduit à une augmentation de la tension des modules encore fonctionnels afin de maintenir la régulation du courant $I_{grid}(t)$. Afin de limiter le risque d'une situation $N_{tot_{fonctionnels}} < N_{min}$, il est possible d'augmenter le nombre de modules du convertisseur.

Pour rappel, grâce à l'utilisation d'un algorithme de tri, le contrôleur central peut parfaitement générer une tension $V_{inverter}$ à N_{min} étages tout en régulant toutes les tensions moyennes dans le cas $N_{tot} > N_{min}$.

Au niveau de la commande, l'augmentation du nombre de modules a pour conséquences de :

- Diminuer la fréquence de rafraîchissement des données : $f_{data} = \frac{f_{sw}}{N_{tot}}$
- Diminuer la fréquence de découpage propre à chaque module : $f_{sw_{modules}} = \frac{f_{sw}}{N_{tot}}$

La création d'estimateurs d'états par le contrôleur central permet de se prémunir contre la diminution de la fréquence de rafraîchissement des données. Cependant, pour rappel, ces estimateurs nécessitent de recevoir des données avec une fréquence $f_{data} \gg 100\ Hz$ (fréquence de l'ondulation sur les tensions V_{PV_i}), afin de maximiser la précision sur les estimations des tensions panneaux V_{PV_i}. Avec une fréquence de découpage $f_{sw} = 20\ kHz$, cela signifie :

$$N_{tot} \ll \frac{f_{sw}}{f_{data}} = \frac{20\ kHz}{100\ Hz} = 200 \tag{64}$$

La fréquence f_{data} ne constitue donc pas un frein à l'augmentation du nombre de modules (qui restera bien en deçà de 200 modules).

La fréquence $f_{sw_{modules}}$ de découpage propre à chaque module respecte la même contrainte que f_{data} ($f_{sw_{modules}} \gg 100Hz$), car cette fréquence de découpage doit assurer que le contrôleur central puisse réguler la tension $V_{PV_i}(t)$ de chaque panneau solaire autour de sa tension optimale V_{opt_i} en maîtrisant l'ondulation à 100Hz.

Au niveau de la conception hardware du convertisseur, l'augmentation du nombre de modules a pour conséquences de :

- Augmenter la puissance de sortie :

$$P_{grid} = V_{grid}.I_{grid} = \sum_{i=1}^{N_{tot}} V_{PV_{mean_i}}.I_{PV_{mean_i}} \tag{65}$$

- Diminuer la fréquence f_{data} de transfert des données par module sur le bus de communication. Par ailleurs, la fréquence maximale utilisable pour le bus de communication décroît avec la distance parcourue par le câble reliant le contrôleur central aux contrôleurs locaux.

Les pertes par commutations étant négligeables, la diminution de la fréquence $f_{sw_{modules}}$ de découpage propre à chaque module n'a pas d'impact sur ces pertes. En revanche, les pertes par conduction étant proportionnelles au carré du courant I_{grid}, l'augmentation du nombre de modules conduit à une (légère) diminution du rendement.

L'augmentation du nombre de modules est plutôt limitée par la conception du convertisseur que par sa commande. La **Figure 4.16**, la **Figure 4.17** et la **Figure 4.18** montrent les différentes formes d'ondes du convertisseur en fonction du nombre total N_{tot} de modules. Les tracés bleus correspondent au fonctionnement d'un convertisseur où $N_{tot} = 13$ modules et les tracés rouges correspondent au cas où $N_{tot} = 26$ modules. Ces formes d'ondes ($V_{PV_i}(i)$, $I_{grid}(t)$, $V_{inverter}(t)$) montrent que, même en

doublant le nombre de modules, le convertisseur parvient tout de même à réguler avec autant de précision l'ensemble des grandeurs du système. Les formes d'ondes des tensions $V_{inverter}$ en sortie d'onduleurs (**Figure 4.16**) ont, dans les deux cas, des formes d'ondes très similaires. Les courants de sortie I_{grid} sont régulés (**Figure 4.17**), conformément à leurs amplitudes respectives, avec les mêmes ondulations ΔI_{grid} maximales. Pour terminer, la diminution de la fréquence $f_{sw_{modules}}$ de découpage propre à chaque module a pour impact d'augmenter très légèrement l'ondulation à 100 Hz présente sur la tension de chaque module (**Figure 4.18**). Cependant, cette faible augmentation est sans conséquence sur le fonctionnement et la stabilité du convertisseur et sur la puissance extraite des modules.

<u>Note :</u> dans les deux cas, les inductances ont été choisies de sorte à respecter les mêmes contraintes harmoniques sur le courant réseau. Les deux onduleurs conduisent à la même ondulation de tension (même paliers de tension, **Figure 4.16**), mais comme l'ondulation de courant est définie par rapport au courant nominal, la valeur de l'inductance est inversement proportionnel au courant. Ainsi, pour l'onduleur avec $N_{tot} = 13$ modules, l'inductance vaut $147\ \mu H$ (cf chapitre 1) et doit pouvoir supporter un courant $I_{grid} = 20.5\ A_{rms}$. Pour l'onduleur avec $N_{tot} = 26$ modules, l'inductance vaut $73\ \mu H$ (cf chapitre 1) et doit pouvoir supporter un courant $I_{grid} = 41\ A_{rms}$.

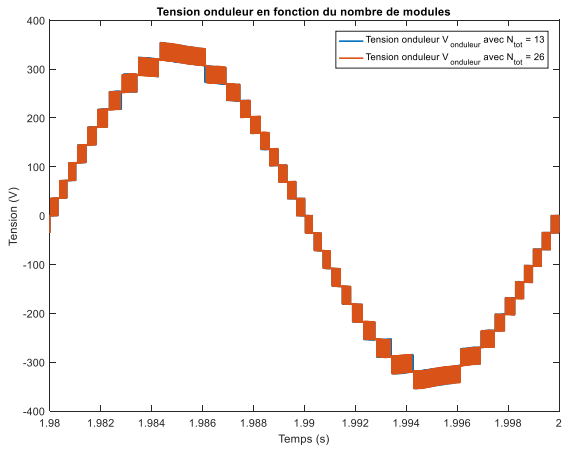


Figure 4.16 – Tension onduleur $V_{inverter}$ en fonction du nombre de modules : $N_{tot} = 13$ (bleu) et $N_{tot} = 26$ (rouge)

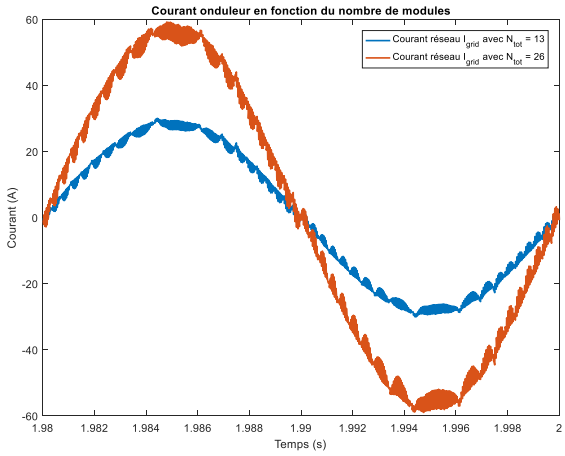


Figure 4.17 – Courant réseau I_{grid} en fonction du nombre de modules : $N_{tot} = 13$ (bleu) et $N_{tot} = 26$ (rouge)

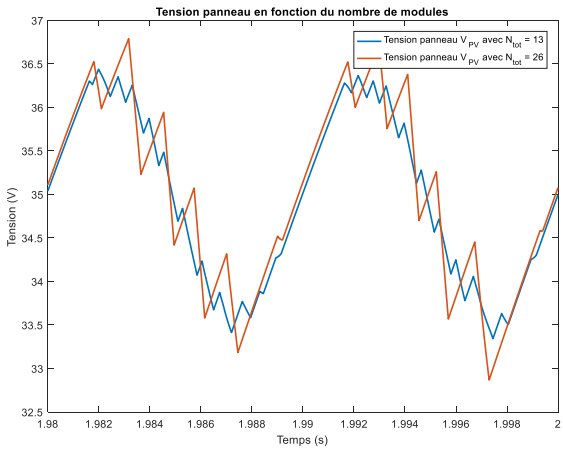


Figure 4.18 – Tension panneau V_{PV_i} (agrandissement atour de la tension moyenne) en fonction du nombre de modules : $N_{tot} = 13$ (bleu) et $N_{tot} = 26$ (rouge)

Ce paragraphe montre que l'augmentation du nombre de modules est compatible avec le schéma de commande et l'architecture de pilotage proposés aux chapitres 2 et 3. Ainsi, afin de limiter le risque d'apparitions de modes dégradés conduisant à une réduction de l'extraction de puissance, il est possible de surdimensionner le nombre de modules par rapport à la contrainte de l'amplitude de la tension réseau. Cet ajout de modules présente néanmoins l'inconvénient de devoir redimensionner le calibre en courant des composants de puissance du système. Par exemple, les transistors et l'inductance devront pouvoir tenir un courant plus fort. L'augmentation du nombre de modules est donc un compromis entre les probabilités d'occurrences de modes dégradés et la tolérance sur la perte d'extraction de puissance durant ces modes.

C. Conclusion

Dans les topologies CHBMLI appliquées au photovoltaïque, l'analyse des modes dégradés est un point essentiel pour garantir la continuité et la qualité de service du convertisseur.

Parmi ces modes dégradés, l'ombrage partiel est un des modes les plus courants sur un champ photovoltaïque. Bien que cette topologie présente l'avantage de réguler indépendamment les tensions de ces modules, il existe des conditions d'ombrage partiel dans lequel les méthodes classiques de régulation (SPWM, par exemple) ne sont plus suffisantes pour garantir le minimum de distorsion harmonique sur le courant de sortie I_{grid}. Des méthodes plus complexes ont été proposées dans l'état de l'art pour résoudre ces problématiques, cependant, celles-ci ne sont pas adaptés à l'architecture de pilotage hardware étudiée dans cette thèse. En revanche, l'utilisation d'un algorithme de tri, comme présenté au chapitre 2, permet de garantir un mode optimal de fonctionnement quel que soit l'ombrage sans ajout d'éléments algorithmiques de commande. Cet algorithme maintient le taux de distorsion harmonique de I_{grid} minimal en modifiant les points de fonctionnement des modules. Cela provoque une baisse de la puissance extraite, néanmoins le facteur de puissance unitaire du convertisseur est conservé. Par ailleurs, l'étude mathématique de l'ombrage partiel permet de quantifier cette perte de puissance en fonction de l'ombrage.

Un deuxième mode dégradé pouvant survenir est la perte d'un ou plusieurs panneaux. Dans le cas où un panneau est défaillant, il est nécessaire de modifier légèrement les schémas de régulation afin de prendre en compte l'indisponibilité du module correspondant. Dans le cas où plusieurs modules seraient successivement défaillants, le convertisseur peut alors rentrer dans un mode de fonctionnement similaire à l'ombrage partiel. En effet, le contrôle central diminue l'amplitude du courant de sortie afin d'augmenter la tension des modules restants, dans le cas où la somme des tensions des modules fonctionnels ne serait plus supérieure à la tension crête du réseau. Bien que ces modes dégradés soient parfaitement supportés par l'algorithme de commande, il peut être intéressant de déployer un convertisseur avec un nombre de modules plus important pour fortement atténuer l'impact de ces modes dégradés. La topologie CHBMLI, avec l'architecture hardware de pilotage spécifiée dans ce manuscrit, possède l'avantage de pouvoir aisément intégrer de nouveaux modules sans difficulté particulière.

D. Bibliographie

1. Cecati, C.; Ciancetta, F.; Siano, P. A Multilevel Inverter for Photovoltaic Systems With Fuzzy Logic Control. IEEE Trans. Ind. Electron. 2010, 57, 4115–4125, doi:10.1109/TIE.2010.2044119.
2. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. IEEE Trans. Ind. Electron. 2009, 56, 4399–4406, doi:10.1109/TIE.2009.2029579.
3. Babaei, E.; Laali, S.; Alilu, S. Cascaded Multilevel Inverter With Series Connection of Novel H-Bridge Basic Units. IEEE Trans. Ind. Electron. 2014, 61, 6664–6671, doi:10.1109/TIE.2014.2316264.
4. Yu, Y.; Konstantinou, G.; Hredzak, B.; Agelidis, V.G. Operation of Cascaded H-Bridge Multilevel Converters for Large-Scale Photovoltaic Power Plants Under Bridge Failures. IEEE Trans. Ind. Electron. 2015, 62, 7228–7236, doi:10.1109/TIE.2015.2434995.
5. Iman-Eini, H.; Bacha, S.; Frey, D. Improved Control Algorithm for Grid-connected Cascaded H-bridge Photovoltaic Inverters under Asymmetric Operating Conditions. IET Power Electronics 2018, 11, 407–415, doi:10.1049/iet-pel.2016.0983.
6. Ko, Y.; Andresen, M.; Buticchi, G.; Liserre, M. Power Routing for Cascaded H-Bridge Converters. IEEE Trans. Power Electron. 2017, 32, 9435–9446, doi:10.1109/TPEL.2017.2658182.
7. Marks, N.D.; Summers, T.J.; Betz, R.E. Reactive Power Requirements for Cascaded H-Bridge Photovoltaic Systems. In Proceedings of the IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society; IEEE: Dallas, TX, USA, October 2014; pp. 2219–2225.
8. Wang, C.; Chen, M.; Jie, Y. A Reactive Power Control Optimization Scheme for the Power Imbalance of Cascaded Photovoltaic Converter. In Proceedings of the 2021 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE); IEEE: Vancouver, BC, Canada, October 10 2021; pp. 123–129.
9. Liming Liu; Hui Li; Yaosuo Xue; Wenxin Liu Decoupled Active and Reactive Power Control for Large-Scale Grid-Connected Photovoltaic Systems Using Cascaded Modular Multilevel Converters. IEEE Trans. Power Electron. 2015, 30, 176–187, doi:10.1109/TPEL.2014.2304966.
10. Filho, F.; Cao, Y.; Tolbert, L.M. 11-Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC); IEEE: Palm Springs, CA, USA, February 2010; pp. 968–972.
11. Yiqiao Liang; Nwankpa, C.O. A New Type of STATCOM Based on Cascading Voltage-Source Inverters with Phase-Shifted Unipolar SPWM. IEEE Trans. on Ind. Applicat. 1999, 35, 1118–1123, doi:10.1109/28.793373.
12. Rezaei, M.A.; Farhangi, S.; Iman-Eini, H. Extending the Operating Range of Cascaded H-Bridge Based Multilevel Rectifier under Unbalanced Load Conditions. In Proceedings of the 2010 IEEE

International Conference on Power and Energy; IEEE: Kuala Lumpur, Malaysia, November 2010; pp. 780–785.

13. Moosavi, M.; Farivar, G.; Iman-Eini, H.; Shekarabi, S.M. A Voltage Balancing Strategy with Extended Operating Region for Cascaded H-Bridge Converters. IEEE Trans. Power Electron. 2014, 29, 5044–5053, doi:10.1109/TPEL.2013.2286270.
14. Thomas, R.; Despesse, G.; Bacquet, S.; Fernandez, E.; Lopez, Y.; Ramahefa-Andry, P.; Cassarino, L. A High Frequency Self-Reconfigurable Battery for Arbitrary Waveform Generation. WEVJ 2021, 12, 8, doi:10.3390/wevj12010008.
15. Zhao, T.; Zhang, X.; Mao, W.; Wang, F.; Xu, J.; Gu, Y.; Wang, X. An Optimized Third Harmonic Compensation Strategy for Single-Phase Cascaded H-Bridge Photovoltaic Inverter. IEEE Trans. Ind. Electron. 2018, 65, 8635–8645, doi:10.1109/TIE.2018.2813960.
16. Higuchi, Y.; Babasaki, T. Classification of Causes of Broken Solar Panels in Solar Power Plant. In Proceedings of the 2017 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC); IEEE: Broadbeach, QLD, October 2017; pp. 127–132.
17. Pingel, S.; Frank, O.; Winkler, M.; Daryan, S.; Geipel, T.; Hoehne, H.; Berghold, J. Potential Induced Degradation of Solar Cells and Panels. In Proceedings of the 2010 35th IEEE Photovoltaic Specialists Conference; IEEE: Honolulu, HI, USA, June 2010; pp. 002817–002822.
18. Lezana, P.; Pou, J.; Meynard, T.A.; Rodriguez, J.; Ceballos, S.; Richardeau, F. Survey on Fault Operation on Multilevel Inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 2010, 57, 2207–2218, doi:10.1109/TIE.2009.2032194.
19. Zhang, W.; Xu, D.; Enjeti, P.N.; Li, H.; Hawke, J.T.; Krishnamoorthy, H.S. Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters. IEEE Trans. Power Electron. 2014, 29, 6319–6331, doi:10.1109/TPEL.2014.2304561.
20. Carnielutti, F.; Pinheiro, H. Hybrid Modulation Strategy for Asymmetrical Cascaded Multilevel Converters Under Normal and Fault Conditions. IEEE Trans. Ind. Electron. 2016, 63, 92–101, doi:10.1109/TIE.2015.2465359.

Conclusion

Conclusion

Le secteur photovoltaïque a commencé son essor exponentiel depuis quelques années et cette croissance de la puissance installée va très certainement se poursuivre dans les décennies à venir. Les applications concernées sont multiples : des grandes centrales au sol jusqu'aux installations domestiques basse-puissance. L'énergie fournie par les panneaux photovoltaïques sert essentiellement à une production sur le réseau électrique. En outre, les onduleurs seront massivement déployés à l'avenir. Parmi toutes les topologies analysées dans l'état de l'art, la topologie multi-sources « Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter » (CHBMLI) semble particulièrement adaptée pour une application entre 3 et 10kW connecté au réseau AC 230V.

Cette topologie présente l'avantage de pouvoir optimiser indépendamment l'extraction de puissance de chacun des modules photovoltaïques de l'installation. De plus, la génération d'une tension multi-niveaux permet de fortement réduire le coût et le volume des composants passifs de filtrage. Par ailleurs, la modularité de cette topologie facilite sa conception, son déploiement et sa réparabilité. Cependant, dans l'état de l'art, les architectures de pilotage de cette topologie et les schémas de commande associés ne permettent pas d'envisager une utilisation de ce convertisseur avec un nombre important de modules (10 à 15) et une fréquence de commutation élevée (20 kHz).

Dans ce manuscrit, une nouvelle architecture de pilotage est proposée. Celle-ci se base sur un bus de communication temps réel entre un contrôleur central et des contrôleurs locaux, déployés au niveau des modules. Cette architecture permet de réduire le coût des composants de pilotage des transistors et des composants de mesures. Cependant, celle-ci nécessite de déployer un nouvel algorithme complet de régulation des grandeurs du système.

Pour commencer, la régulation du courant I_{grid} fourni au réseau et la régulation de la moyenne des tensions panneaux V_{PV_i} sont assurées par des boucles imbriquées ayant des dynamiques différentes. L'analyse et la synthèse des correcteurs sont étudiées pour garantir un taux de distorsion harmonique faible sur le courant de sortie et un facteur de puissance unitaire. Par ailleurs, un nouvel algorithme de génération des ordres de commande, adapté à l'architecture distribuée basée sur un bus de communication partagé, est proposé. Ce schéma de commande met en évidence la quantité d'informations que les contrôleurs locaux doivent envoyer au contrôleur central à la fréquence d'échantillonnage/commutation f_{sw}. L'analyse du protocole de communication temps réel met en évidence la limite physique d'envoi de données, ce qui réduit fortement la précision des algorithmes de régulation. Pour que le système ne soit pas limité par le débit du bus de communication, des

algorithmes d'estimation des grandeurs du système sont proposés. Par ailleurs, l'un de ces algorithmes permet de supprimer les capteurs de courant au niveau des modules, ce qui réduit le coût total du système. Pour terminer, un algorithme MPPT sans capteur de courant et sans introduire de perturbations a été déployé au niveau des modules. L'ensemble de ces éléments ont été validés expérimentalement à l'aide d'un prototype sur mesure.

Pour finir, l'analyse des modes dégradés a mis en avant la pertinence de ces schémas de régulation, car, quel que soit le mode, le convertisseur maintient un courant de sortie avec un taux de distorsion harmonique minimal et un facteur de puissance unitaire. Ces modes dégradés pourraient être fortement atténués en augmentant le nombre de modules, avec une tension réseau équivalente. La modularité du convertisseur et de la commande permet cela.

L'objectif de ce travail étant de porter la topologie CHBMLI multi-sources vers une industrialisation, des études complémentaires seraient nécessaires pour cela. En premier lieu, l'analyse des modes dégradés s'est concentrée sur les défauts probables au niveau des panneaux. Il serait intéressant de faire une analyse similaire sur les modes de défauts des composants (transistors, électronique locale, condensateurs) de l'architecture proposée. Ainsi, la réactivité et la capacité de poursuite d'activité du convertisseur devraient être analysées. Par ailleurs, l'augmentation proposée du nombre de modules pourrait également permettre de fournir la puissance sur un réseau plus haute tension. Cela permettrait d'adresser des applications de plus fortes puissances avec cette architecture. D'un point de vue mécanique, il serait également pertinent d'étudier la connectique entre les modules. Par exemple, il pourrait être envisagé d'utiliser un unique connecteur (norme IP2X) qui contiendrait à la fois les fils de puissance et les fonctionnalités proposées dans notre prototype sur les câbles Ethernet (bus de communication, alimentation de secours des modules, signal RESET, …). L'utilisation d'un unique connecteur permettrait de réduire les coûts et les contraintes de câblage. Cependant, une analyse des perturbations électromagnétiques sur le bus serait nécessaire. Pour terminer, comme pour les optimiseurs DC ou les micro-onduleurs, il serait intéressant d'étudier la température de fonctionnement de chaque module, dans le cas où ceux-ci seraient placés au dos des panneaux solaires (pour réduire la longueur des câbles). L'échauffement, notamment durant l'été, devrait être analysé au regard de la durée de vie des différents composants du module.

Annexe

electronics

MDPI

Article

Comparison between a Cascaded H-Bridge and a Conventional H-Bridge for a 5-kW Grid-Tied Solar Inverter

Thibault Bertin [1,*], Ghislain Despesse [1] and Remy Thomas [2]

[1] CEA, Leti, Université Grenoble Alpes, F-38000 Grenoble, France; ghislain.despesse@cea.fr
[2] CEA, Liten, Université Grenoble Alpes, F-38000 Grenoble, France; remy.thomas@cea.fr
* Correspondence: thibault.bertinrivieredelasouchere@cea.fr

Abstract: This paper compares the cost and efficiency of two inverter topologies for a 5-kW grid-connected solar inverter application: the Conventional H-Bridge Inverter (CHB) and the Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI). Emphasis is put on power switches and passive elements with a detailed study of the losses. Both designs respect the same constraints (cost, efficiency, and junction temperature of the transistors) to ensure a fair comparison between both topologies. The work highlights the important parameters when choosing the components (MOSFETs, capacitors, and magnetic cores for the inductors). The DC-link voltage ripple and the output AC current ripple are the key parameters for the design of the passive elements (capacitors and inductors). On top of that, the transistors MOSFETs are chosen, in both topologies, to limit the conduction losses (by selecting the $R_{ds_{on}}$) and the switching losses (by selecting the Q_{rr} and dv/dt). Real components are picked in order to make the comparison as complete as possible. Numerical simulations are performed using the MATLAB platform. All equations and parameters are provided. A CHBMLI prototype was built with eight independent H-Bridges to validate the proposed design with thermal and efficiency measurements.

Keywords: Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter; solar panel; grid-tied inverter; solar inverter; losses; efficiency; passive elements; output filter

check for updates

Citation: Bertin, T.; Despesse, G.; Thomas, R. Comparison between a Cascaded H-Bridge and a Conventional H-Bridge for a 5-kW Grid-Tied Solar Inverter. *Electronics* **2023**, *12*, 1929. https://doi.org/10.3390/electronics12081929

Academic Editor: Ahmed Abu-Siada

Received: 7 March 2023
Revised: 13 April 2023
Accepted: 17 April 2023
Published: 19 April 2023

Copyright: © 2023 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/).

1. Introduction

The energy crisis issue due to the need to reduce CO_2 emissions and the shortage of fossil fuels has led most countries around the world to consider the use of renewable energy (solar PV (photovoltaics), wind power, hydropower, biopower) for electricity production. In 2019, over 200 GW of renewable energy was installed worldwide, including 120 GW of solar PV [1].

The PV inverter represents 10 to 15% of the total cost of a grid-connected PV system [2]. It is used to convert DC power from solar panels into AC power to be fed into the grid. Many solar inverter configurations can be defined [3–5]. Among them, the Central/Conventional H-Bridge Inverter (CHB) [6] and the Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI) [7] are studied in this paper. A Central H-Bridge Inverter usually consists of two power stages: a DC−DC boost converter as the front stage to get sufficient DC-bus voltage [8] and obtain a wider input voltage tracking range; and an inverter as the second stage to generate the AC utility line voltage. As an alternative to the boost DC−DC converter, a step-up transformer can be used to reach the grid voltage. This topology can reach peak efficiencies of up to 96% [9,10].

A cascaded inverter consists of several converters connected in a series, and it has many advantages in medium and large grid-connected PV systems [7,11–14]. In the CHBMLI topology, those converters are H-bridges. A DC−DC converter can be added between the solar panel and the H-bridge [15]. This helps to stabilize the voltage at the H-bridge from temperature and irradiation variations and to perform local Maximum Power Point

Tracking (MPPT) [16–18]. On top of that, due to its stair-shaped output waveform, the CHBMLI provides low switching voltages, which greatly reduces the output filter [19,20].

Furthermore, control techniques, such as Selective Harmonics Elimination Pulse Width Modulation (SHE-PWM), can be used to remove current harmonics and reduce the Total Harmonic Distortion (THD) [21]. As the Conventional H-Bridge Inverter switches higher voltages (∼400 V), the output filter is costly and bulky [6]. However, the CHBMLI requires more transistors and drivers than the conventional H-bridge.

In the literature, CHBMLI prototypes have been developed and studied [13,22]. However, the number of modules is often limited (up to 5), and the switching frequency is also limited (up to 4 kHz). Those prototypes are, thus, not suited for a grid-tied solar application on the 230 V AC main grid. Most solar inverters on the market are based on the conventional H-Bridge topology. In a previous paper, the authors have demonstrated that, with a specific hardware architecture, it is feasible to control a CHBMLI with at least 8 modules (and up to 20) with a switching frequency of 20 kHz [23]. The prototype was built using low-cost local electronics on each H-Bridge without the need for isolated measurements and isolated drivers compared to other prototypes presented in the literature [24,25]. The prototype developed by the authors makes the CHBMLI suitable for a grid-tied solar application on the 230 V AC main grid.

Even though both topologies are quite familiar in the literature, there are no studies comparing, in detail, the design of both converters in terms of size and complete cost of passive elements and MOSFETs, with a 20 kHz switch and a high number of modules.

The aim of this paper is to present a comparison of the standard H-Bridge Inverter and the CHBMLI for solar applications under the same sizing constraints. For the study, we consider an output power of 5 kW without DC−DC converters for both topologies. For both topologies, a series of constraints (Table 1) is applied to the waveforms and the overall efficiency. First, the passive elements (DC-link capacitor C_{PV} and output inductor L_{grid}) are designed based on the DC-link voltage ripple ΔV_{PV} and the output AC current ripple ΔI_{grid}. The value of ΔV_{PV} is set to 4% of the optimum DC-link PV voltage V_{MPPT} in both topologies. The impact of this voltage ripple on solar power extraction is detailed in Section 2. The value of ΔI_{grid} is set to 10% of the peak output grid current $I_{out}\sqrt{2}$. Furthermore, the MOSFETs and the drivers are both chosen to limit the conduction losses $P_{conduction}$ (by selecting the $R_{ds_{on}}$) and the switching losses $P_{switching}$ (by selecting the Q_{rr} and dv/dt). Each loss is limited to 1% of the nominal output power P_{out}. In both cases, the junction temperature $T_{junction}$ of MOSFETs is studied, and a heatsink is selected to limit this value to 100 °C. The values of V_{MPPT}, I_{out}, and P_{out} are presented in the next paragraph. Finally, based on those constraints, a series of comparisons are made in terms of cost, volume, and overall efficiency. Experimental measurements of the temperature rise, efficiency, and waveforms of the CHBMLI prototype are performed.

Table 1. Design constraints for both topologies.

Design Constraints	Name	Value	Component
DC-link Voltage Ripple	ΔV_{PV}	4% of V_{MPPT}	Capacitor C_{PV}
Output Current Ripple	ΔI_{Grid}	10% of I_{out}	Inductor L_{grid}
Conduction Losses	$P_{switching}$	1% of P_{out}	MOSFET + Driver
Switching Losses	$P_{conduction}$	1% of P_{out}	MOSFET
Junction temperature of the MOSFETs	$T_{junction}$	<100 °C	Heatsink

Solar module, grid, and inverter parameters used in this paper are presented in Table 2. The two topologies presented in this study use LR460HPH365M solar panels placed in a series. When operating without a boost converter, the voltage of all the panels placed in a series must be higher than the maximum grid voltage. A 10% tolerance is considered. Furthermore, for a given temperature, the optimum voltage decreases when solar irradiation decreases. However, for low irradiation (under 100 W/m^2), the output power is less sensitive to voltage variation around the optimum point. Thus, the voltage to

maximize the power extraction when the irradiation is 10% of the nominal one is chosen as the minimum voltage panel for the design. On top of that, an extra panel is added to improve the overall robustness. According to that, the following equation gives the number of solar panels required for a grid-tied inverter:

$$n = 1 + \frac{V_{grid} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(1 + \Delta V_{grid}\right)}{V_{MPPT_{min}}} \approx 13 \tag{1}$$

where n is the number of solar panels, V_{grid} is the RMS grid voltage (V), ΔV_{grid} is the grid voltage tolerance (%) and $V_{MPPT_{min}}$ is the minimum voltage required to ensure MPPT at 100 W/m^2 and 25 °C (V).

Table 2. Solar module, grid, and inverter parameters.

Solar Module (LR460HPH365M)	**Name**	**Value**
Rated Power	P_{MPPT}	362 W
Optimum voltage (1000 W/m^2, 25 °C)	V_{MPPT}	34.1 V
Optimum voltage (100 W/m^2, 25 °C)	$V_{MPPT_{min}}$	30.7 V
Optimum current (1000 W/m^2, 25 °C)	I_{MPPT}	10.6 A
Open-circuit voltage	V_{oc}	41.1 V
Grid parameters	**Name**	**Value**
RMS Grid voltage	V_{grid}	230 V
Grid voltage tolerance	ΔV_{grid}	10%
Inverter parameters	**Name**	**Value**
Number of solar panels	N	13
Output power	P_{out}	4706 W
RMS Output current	I_{out}	20.46 A

Section 2 describes the design of the conventional H-Bridge based on parameters presented in Table 2. Section 3 applies the same design scheme as the CHBMLI. Section 4 gives a comparison between the two topologies. Section 5 presents the CHBMLI prototype and experimental measurements. Section 6 concludes the work.

2. Design of the Conventional H-Bridge

2.1. Main Characteristics

The H-Bridge is a well-known topology that converts DC into AC voltage [6,20]. The complete converter can be done with an H-Bridge driver and four N-channel MOSFETs. An inductor is used to filter the output grid current, and capacitors placed on the DC link limit the voltage ripple. For a 5-kW application, these passive elements represent an important part of the overall cost and volume of the converter. As for the semiconductors, power losses and temperature rise must be taken into account.

The conventional H-Bridge grid-tied solar inverter is shown in Figure 1. The DC side of the H-Bridge converter is powered by an array of $N = 13$ photovoltaic (PV) panels in series. The PV voltage V_{PV} is stabilized by the capacitor C_{PV} connected in parallel. The AC side of the H-Bridge converter is connected to the single-phase grid V_{grid} through an L filter. The output current I_{grid} of the PV array and the output voltage of the H-Bridge converter can, respectively, be described by Equations (2) and (3):

$$I_{PV}(t) = I_C(t) + I_H(t) = C_{PV} \cdot \frac{dV_{PV}(t)}{dt} + I_H(t) \tag{2}$$

$$V_H(t) = V_L(t) + V_{Grid}(t) = L_{Grid} \cdot \frac{dI_{Grid}(t)}{dt} + V_{Grid}(t) \tag{3}$$

where $I_{PV}(t)$ and $V_{PV}(t)$ are, respectively, the output current and the output voltage of the PV array. $I_H(t)$ and $V_H(t)$ are, respectively, the input current and output voltage of the H-Bridge converter. $I_c(t)$ is the current through the capacitor C_{PV}, $V_L(t)$ is the voltage across the inductor L_{Grid}. $I_{Grid}(t)$ and $V_{Grid}(t)$ are, respectively, the grid current and the grid voltage.

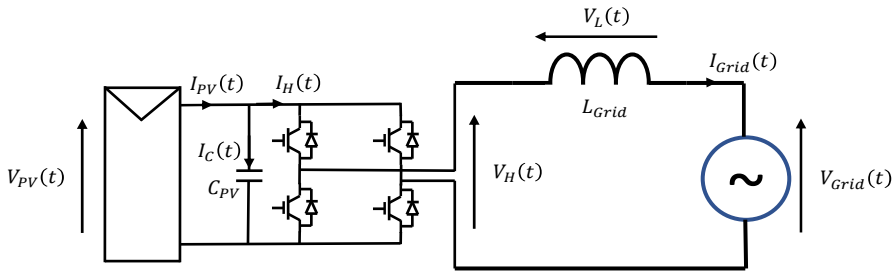


Figure 1. Configuration of the conventional H-Bridge grid-tied solar inverter.

In this paper, solar production is considered with a unity power factor. Thus, the grid current and grid voltage are in phase and are defined by Equations (4) and (5):

$$I_{Grid}(t) = I_{Grid} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{Grid} \cdot t) \tag{4}$$

$$V_{Grid}(t) = V_{Grid} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\omega_{Grid} \cdot t) \tag{5}$$

where $I_{Grid}(t)$ and $V_{Grid}(t)$ are, respectively, the grid RMS current and the grid RMS voltage. ω_{Grid} is the grid angular frequency.

2.2. Passive Elements

2.2.1. DC-Link Capacitor

The DC-link capacitor is the first passive element that needs to be properly sized. It is a compromise between volume/cost and voltage ripple on the DC side of the H-Bridge converter. The equation for sizing the capacitor is presented in [26]:

$$C_{PV} = \frac{I_{MPPT}}{2 \cdot \Delta V_{PV} \cdot \omega_{Grid}} \tag{6}$$

where I_{MPPT} is the optimum current (A), ΔV_{PV} is the 100 Hz voltage ripple (V) and ω_{grid} is the grid angular frequency (rad·s^{-1}).

When selecting the voltage ripple value ΔV_{PV}, it is important to consider its impact on PV power extraction. Figure 2 presents the evolution of the mean output power with the voltage ripple [23]. This figure was obtained considering the average output power of a single solar panel for a given voltage ripple around the optimum voltage and for a given solar irradiance. For the study conducted in this paper, we chose to limit the power drop to 1% of the Maximum Power Point. To achieve this, Figure 2 shows that the voltage ripple should not exceed 4%. To limit the voltage ripple to 4%, the filter capacitor must be at least:

$$C_{PV} \approx 950 \text{ µF} \tag{7}$$

For the capacitor voltage rating, a 30% tolerance is applied from the DC link optimal voltage. Thus, 600 V capacitors are used. Capacitors chosen for both topologies in this paper are TDK aluminum electrolytic capacitors. For 600 V capacitors, B43541 capacitors are considered. As 900 µF/600 V capacitors do not exist, several smaller capacitors are placed in parallel. Considering the characteristics of those capacitors, particularly their Equivalent Series Resistance (ESR), the design of the inverter must take into account the associated losses. It is important to notice that, in a power converter, the cost of the capacitors is proportional to the energy stored. Thus, for a given total capacitor and voltage values,

choosing many small capacitors has a similar cost as choosing a few big capacitors. Typical parameters of the capacitors are presented in Table 3.

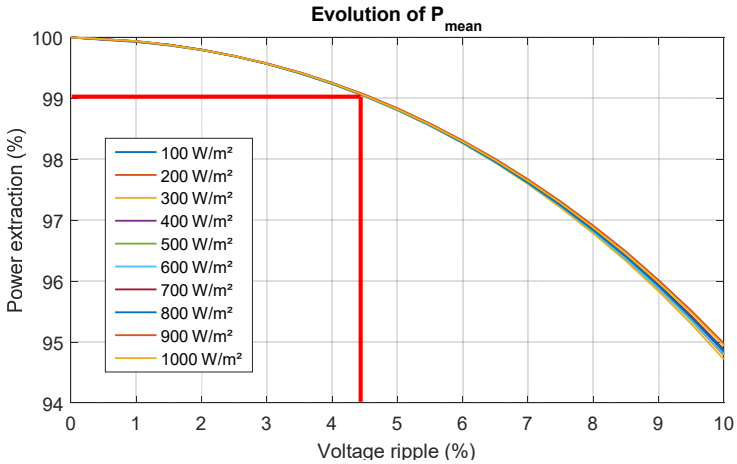


Figure 2. Power drop and voltage ripple [23].

Table 3. Capacitor parameters (TDK aluminum electrolytic, B43541).

Capacitor Value (100 Hz, 20 °C, µF)	Case Dimensions (mm)	ESR (100 Hz, 20 °C, mΩ)	Number of Capacitors in Parallel
47	25 × 25	2.47	21
56	25 × 30	2.07	17
68	25 × 35	1.70	14
82	25 × 35	1.42	12
100	25 × 40	1.16	10
120	25 × 50	0.97	8
150	25 × 55	0.77	7
180	30 × 45	0.64	6
220	30 × 55	0.53	5
270	35 × 50	0.43	4

The losses in the function of the capacitor value (equations are detailed further in the article) are shown in Figure 3. First, the figure shows that the total ESR (at $f_{sw} = 20$ kHz) of all capacitors placed in parallel for a given energy to store is independent of the number of parallel capacitors at the same global equivalent capacitor value: a high number of low-value capacitors or a low number of high-value capacitors. Indeed, for the same voltage rate, the ESR decreases as the capacitor value increases at the same rate. The second plot of Figure 3 highlights that whatever the configuration, total capacitor losses remain the same. However, losses per capacitor increase when the number of capacitors decreases. The temperature rise of each capacitor, which will greatly affect the lifespan of the inverter, increase when the number of capacitors decreases. Thus, 47 µF/600 V capacitors are the optimal choice, and 21 capacitors are placed in parallel. For both designs, the tolerance (20%) of the capacitor's value is not taken into account.

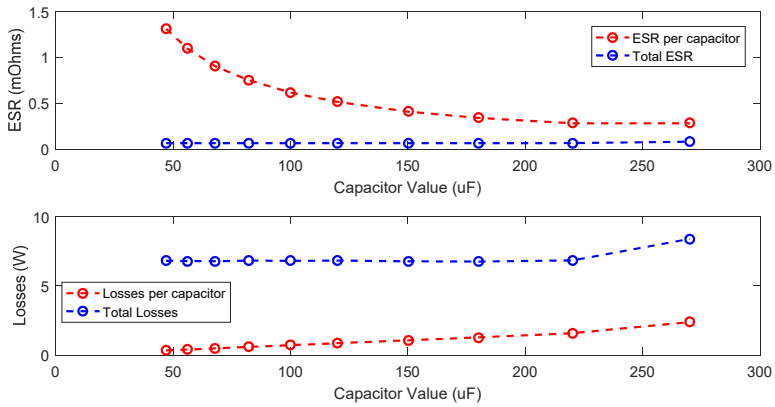


Figure 3. ESR and losses according to the capacitor value.

The capacitor losses are mostly due to the ESR.

$$P_{cap} = n_C \cdot R_C \cdot \left(\frac{I_{C_{RMS}}}{n_C}\right)^2 = \frac{R_C}{n_C} \cdot {I_{C_{RMS}}}^2 = 4.6\ W \tag{8}$$

where n_C is the number of capacitors placed in parallel ($n_C = 21$), R_C is the ESR at $f_{sw} = 20$ kHz of a single capacitor ($R_c = 1.3\ \Omega$) and $I_{C_{RMS}}$ is the RMS current through the capacitor at f_{sw}. Numerical simulations with MATLAB provide that: $I_{C_{RMS}} \approx 8.6$ A.

The capacitor losses lead to a temperature rise for each capacitor [27]:

$$\Delta T_c = \alpha \cdot \frac{P_{cap}}{\beta \cdot S \cdot n_c} = 12.7\ ^\circ\text{C} \tag{9}$$

where ΔT_c is the surface heat rise (°C), β is the heat radiation factor ($W^{-1} \cdot ^\circ\text{C} \cdot \text{cm}^2$) and $\beta = 0.0023 \times \text{S}^{-0.2}$, S is the surface area of the capacitor ($\approx$20 cm^2) and α is the factor of the temperature difference between the core and surface ($\alpha = 1.45$).

2.2.2. Output Inductor

The grid-tied solar inverter requires an output low-pass filter to eliminate the current ripple around the switching frequency. The values of the current ripple fundamental and its harmonics have to comply with the IEEE 1547 standards. The three main low-pass filters presented in the literature are the L-filter, the LC-filter, and the LCL-filter [28]. The LCL-filter is considered the most interesting due to its independence from the grid impedance and a better output response with the same inductance. However, designing such a filter has to consider many constraints, such as the resonance phenomenon or the capacitor's reactive power. As the aim of this paper is to compare two topologies, the same type of output filter is used. To ease the comparison, a classic L-filter will be designed for both topologies. It is important to note that elements of comparison (losses or size) are still relevant if an LC-filter or an LCL-filter is used for design.

The system has a unity power factor, and the control scheme adopted is a unipolar PWM. The inductance of the L-filter is given by the following formula [29]:

$$L_{Grid} = \frac{N \cdot V_{MPPT}}{4 \cdot \Delta I_{Grid} \cdot f_{sw}} = 1.9\ \text{mH} \tag{10}$$

where ΔI_{Grid} is the maximum current ripple (A) and f_{sw} is the switching frequency (Hz). The maximum current ripple is chosen as 10% of the peak-rated inverter current $\left(I_{out_{peak}} = 28.9\ \text{A}\right)$. A complete Fast Fourier Transform (FFT) analysis would normally be required to ensure that the grid-tied inverter complies with the IEEE 1547 standards for current harmonics. However, for comparison purposes, limiting the current ripple at the switching frequency is sufficient. Moreover, the switching frequency of a grid-tied solar

inverter with an output power of a few kW is often chosen within the range of 10 to 50 kHz. This choice is a compromise between the size of the output filter, the switching losses, the MCU performances, the leakage current etc. In this paper, the switching frequency (f_{sw}) is set to 20 kHz for both topologies.

The design of the inductor is done by using magnetic cores from the *Ferroxcube Data Handbook 2013* [30]. As there is no magnetic core big enough to design a 1.9 mH/30 A inductor, two 950 µH/30 A are placed in series. The magnetic core of a single inductor is made using two E cores with an air gap on both center legs, as presented in Figure 4. For a 20 kHz application, the 3C90 ferrite has the maximum saturation magnetic field (B_{sat} = 400 mT at T = 50 °C).

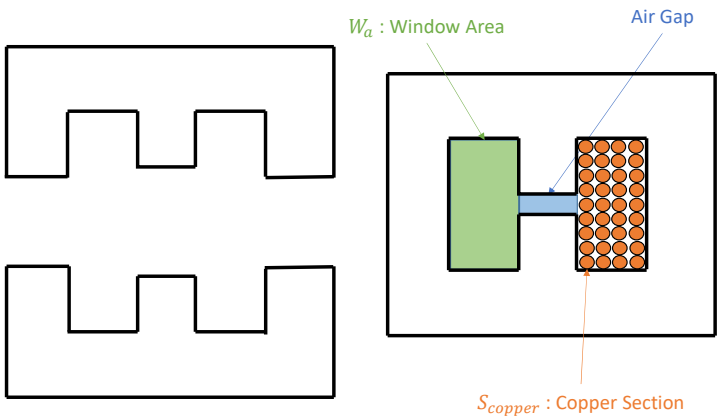


Figure 4. Magnetic core of the inductor.

In a 950 µH/30 A inductor, the energy stored W_{mag} (W) in the air gap is:

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \cdot \frac{L_{Grid}}{2} \cdot I_{rms}^2 = 0.2 \text{ W} \tag{11}$$

The required air gap volume is:

$$V_{air\ gap} = \frac{2 \cdot W_{mag} \cdot \mu_0}{B_{sat}^2} \approx 3000 \text{ mm}^3 \tag{12}$$

where μ_0 is the vacuum permeability (H/m), B_{sat} is the saturation magnetic field of the chosen core (3C90).

The chosen magnetic core is E71/33/32 with a 3900 µm air gap. The effective area of the core is Ae = 683 mm^2. The datasheet of the core provides that the inductance factor is:

$$A_L = 315 \text{ nH}/turns^2 \tag{13}$$

The number of turns N_{turns} to reach a 950 µH inductance is:

$$N_{turns} = \sqrt{\frac{L_{grid}}{2 \cdot A_L}} \approx 55\ turns \tag{14}$$

Given that the wiring must fit within the window area of the magnetic core, the copper section (mm^2) is given by:

$$S_{copper} = \frac{W_a \cdot K}{N_{turns}} = 7 \text{ mm}^2 \tag{15}$$

where W_a is the window area (=569 mm^2) and K is the fill factor (=0.7). This copper section had no issue handling the 20.46 A_{rms} current.

The design of the coil must take into account the type of conductor chosen (litz wire or not). Indeed, for a cylindrical conductor with an alternating current, the current density

decreases exponentially from the surface toward the inside. This phenomenon, known as the skin effect, depends on the type of conductor and the frequency of the current [31]. It is characterized by the skin depth δ_θ at temperature θ, which must be higher than the radius of the conductor in order to minimize resistive losses.

$$\delta_\theta = \sqrt{\frac{p_\theta}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}} \tag{16}$$

where p_θ is the resistivity (Ω·m) of the conductor at temperature θ, μ_r is the relative magnetic permeability of the conductor (1 for copper), μ_0 is the permeability of free space (H·m^{-1}) and f is the frequency of the current (Hz).

The copper resistivity depends on its temperature:

$$p_\theta = p_{\theta_0} \cdot (1 + \alpha_0 \cdot (\theta - \theta_0)) \tag{17}$$

where θ is the operating temperature (K), θ_0 is the reference temperature (K), α_0 is the temperature coefficient (K^{-1}), p_θ is the resistivity of the conductor at θ (Ω·m) and p_{θ_0} is the resistivity of the conductor at θ_0 (Ω·m).

For copper, $p_{20°\mathrm{C}} = 1.68e^{-8}$ Ωm and $\alpha_0 = 4.04e^{-3}$ K^{-1}.

Thus:

$$p_{75°\mathrm{C}} = 0.02\ \mu\Omega\mathrm{m} \tag{18}$$

$$\delta_{75°\mathrm{C}} = \sqrt{\frac{p_{75°\mathrm{C}}}{\mu_r \cdot \mu_0 \cdot \pi \cdot f}} = 10\ \mathrm{mm} \tag{19}$$

The conductor used here has a much thinner radius (1.5 mm). There is no need to use litz wire for this application. Furthermore, the proximity effect is neglected in this topology due to the low frequency (50 Hz) of the AC current and the low RMS value of the high frequency (20 kHz) ripple (limited to 10% of the nominal current) [31].

Now that both the magnetic cores and the copper section have been designed, the copper and core losses of the two 950 µH inductors can be estimated:

$$\begin{aligned} P_{copper} &= 2 \cdot \frac{N_{turns} \cdot l_{turn} \cdot \rho_{copper}}{S_{copper}} \cdot I_{rms}^2 \\ &= 50\ \mathrm{m}\Omega \times (20.46\ \mathrm{A})^2 = 20.9\ \mathrm{W} \end{aligned} \tag{20}$$

where l_{turn} is the average length of a turn (=160 mm) and ρ_{copper} is the copper resistivity (Ω·m) at 75 °C.

The core losses can be calculated as follow:

$$P_{core} = 2 \cdot P_{core_{20\ \mathrm{kHz}}} = 2 \cdot V_e \cdot P_{density}(\Delta B, f_{sw}) \tag{21}$$

where $P_{core_{20kHz}}$ are the core losses (W) of the 20 kHz ripple curent ΔI_{grid}, V_e is the effective volume (m^3) of the magnetic core and $P_{density}(\Delta B, f)$ is the core losses density (kW/m^3) of the magnetic core for a given amplitude ΔB of the flux density B (T) and a given frequency f (Hz). The amplitude ΔB is calculated with the following formula [32]:

$$\Delta B = \frac{1}{2} \cdot \frac{\left(N \cdot V_{MPPT} - V_{grid}\right) \cdot \frac{V_{grid}}{N \cdot V_{MPPT}}}{N_{turns} \cdot A_e \cdot f_{sw}} = 73\ \mathrm{mT} \tag{22}$$

The datasheet provides:

$$P_{density}(\Delta B, f) = k \cdot \Delta B^x \cdot f^y \tag{23}$$

With $x = 1.46$, $y = 2.75$ and $k = 57$.

Thus, the core losses are:

$$P_{core} = 700\ \mathrm{mW} \tag{24}$$

The low core losses of the inductor are due to the low ripple current ΔI_{grid}. A higher ripple would lead to a higher amplitude of the flux density ΔB. The total losses in the inductor are:

$$P_{ind} = P_{copper} + P_{core} = 21.6 \text{ W} \tag{25}$$

The characteristics of passive elements for the conventional H-Bridge are summarized in Table 4.

Table 4. Conventional H-Bridge design.

Inverter Parameters	Name	Value	Reference	Series Resistance
L-Filter	L_{Grid}	1.9 mH/30 A	E71/33/32 (×4)	$R_L = 50$ mΩ
DC-link capacitor	C_{PV}	950 µF/600 V	B43541 (×21)	$R_c = 1.3$ Ω (of a single capacitor)
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz		

2.3. MOSFET

The N-channel MOSFET chosen for this application must fulfill several requirements. First, a 25% tolerance is set for the maximum drain-to-source voltage based on the maximum DC-link voltage when all panels are at their open-circuit voltage. On top of that, a 25% tolerance is applied for the maximum drain current based on the maximum output current when all panels are at their optimum voltage under optimum weather conditions. Thus, the chosen MOSFET is at least a 650 V/35 A transistor.

In a grid-tied inverter with a conventional H-Bridge, the key power-loss contributors are the conduction losses, the switching losses, and the passive element (capacitors and inductors) losses. Indeed, the high maximum output current (∼30 A) contributes to the maximal conduction losses, and the high maximum DC-link voltage (∼500 V) contributes to the maximal switching losses. Most grid-tied solar inverters available on the market can reach a peak efficiency of around 97.5% at the nominal power level. For the design, it is decided that conduction and switching losses should not exceed 1% each of the total output power, and passive elements losses should not exceed 0.5% of the total output power. The efficiency at the nominal power point is thus set to be around 97.5%.

2.3.1. Conduction Losses

The conduction losses $P_{conduction}$ can be calculated using a MOSFET approximation with drain-source on-state resistance of R_{ds-on}. With a unipolar PWM, half of the transistors are on at any time. For each closed transistor, the complementary transistor is open. The conduction losses can be defined with the following formula:

$$P_{conduction} = 2 \cdot R_{ds-on} \cdot {I_{out}}^2 < 1\% \times P_{out} \tag{26}$$

Then R_{ds-on} (with a 100 °C junction temperature) is limited by the following equation:

$$R_{ds-on}(100\ ^\circ\text{C}) < 1\% \times \frac{P_{out}}{2 \cdot I_{out}^2} = 56 \text{ m}\Omega \tag{27}$$

2.3.2. Switching Losses

The switching losses can be calculated as follow [33]:

$$P_{switching} = \left(E_{on_{MOSFET}} + E_{on_{Diode}} + E_{off_{MOSFET}} + E_{off_{diode}}\right) \cdot f_{SW} \tag{28}$$

where $P_{switching}$ are the switching losses, $E_{on_{MOSFET}}$ and $E_{off_{MOSFET}}$ are, respectively, the turn-on and turn-off energy for the MOSFET, $E_{on_{Diode}}$ and $E_{off_{Diode}}$ are, respectively, the turn-on and turn-off energy for the body diode during switching phases and f_{sw} is the switching frequency.

The worst-case turn-on losses in a power MOSFET can be calculated as the sum of the switch-on energy without considering the reverse recovery process and the switch-on energy caused by the reverse recovery of the freewheeling diode [33]:

$$E_{on_{MOSFET}} = N \cdot V_{MPPT} \cdot I_{rms} \cdot \frac{t_{rise\ I} + t_{fall\ V}}{2} + Q_{rr} \cdot N \cdot V_{MPPT} \tag{29}$$

where $t_{rise\ I}$ is the rising current time (s) and $t_{fall\ V}$ is the falling voltage time (s) during switching phase, Q_{rr} is the reverse recovery charge (C). The reverse recovery charge is selected for a 100 °C junction temperature and a dI_F/dt rating current of 100 A/µs. The datasheet of a transistor usually only provides the reverse recovery charge for a 25 °C junction temperature.

$$Q_{rr}\left(T_j = 100\ ^\circ\mathrm{C}\right) \approx 2 \cdot Q_{rr}\left(T_j = 25\ ^\circ\mathrm{C}\right) \tag{30}$$

The switch-off losses in the diode are normally neglected $\left(E_{off_{diode}} = 0\right)$ due to the low diode forward voltage compared to the DC-link voltage. The turn-on energy of the diode consists mostly of the reverse recovery energy:

$$E_{on_{Diode}} = \frac{1}{4} \cdot Q_{rr} \cdot N \cdot V_{MPPT} \tag{31}$$

The switch-off energy losses in the MOSFET can be calculated in the same way.

$$E_{off_{MOSFET}} = N \cdot V_{MPPT} \cdot I_{out} \cdot \frac{t_{fall\ I} + t_{rise\ V}}{2} \tag{32}$$

where $t_{fall\ I}$ is the falling current time (s) and $t_{rise\ V}$ is the rising voltage time (s) during switching phase.

By substituting (29), (31), and (32) into (28), the total switching losses are:

$$P_{switching} = N \cdot V_{MPPT} \cdot \left(\tfrac{I_{out}}{2} \cdot \left(t_{rise\ I} + t_{fall\ I} + t_{rise\ V} + t_{fall\ V}\right) + \tfrac{5}{4} \cdot Q_{rr}\right) \cdot f_{sw} \tag{33}$$

The rise time and fall time of the voltage are the only parameters that can be handled by external circuitry. Indeed, an external gate resistor is added between the driver and the gate of the MOSFET. It limits the noise and ringing in the gate drive path. However, increasing the rising and falling times leads to higher switching losses. On top of that, if transition times can no longer be neglected against the switching period $T_{sw} = 1/f_{sw}$, control issues may appear. For design purposes in this paper, the dv/dt of the transistor is limited to 4 V/ns:

$$t_{rise\ V} + t_{fall\ V} = 2 \cdot \frac{N \cdot V_{MPPT}}{dv/dt} = 221\ \mathrm{ns} \tag{34}$$

For information, the external gate resistor can be calculated based on the following equations [34]:

$$t_{fall\ V} = K_t \cdot \frac{C_{gd}(600\ \mathrm{V}) + C_{gd}(0\ \mathrm{V})}{2 \cdot (V_{driver} - V_{Miller})} \tag{35}$$

$$t_{rise\ V} = K_t \cdot \frac{C_{gd}(600\ \mathrm{V}) + C_{gd}(0\ \mathrm{V})}{2 \cdot V_{Miller}} \tag{36}$$

With:

$$K_t = \left(R_{gate}(ext) + R_{gate}(in)\right) \cdot \left(V_{MPPT} - R_{ds-on} \cdot I_{out}\right)$$

where $R_{gate}(ext)$ is the external gate resistor (Ω), $R_{gate}(int)$ is the internal gate resistor (Ω), V_{driver} is the voltage of the driver circuit (12 V), V_{Miller} is the Miller voltage (V), $C_{gd}(Voltage)$ is the gate-drain capacitor (F) for a given voltage (V).

2.3.3. MOSFET Choice

The transistor chosen for the conventional H-Bridge design that complies with these constraints is the NTHL040N65S3F. Table 5 provides the parameters of the NTHL040N65S3F that are used to calculate all remaining losses.

Table 5. Parameters of the NTHL040N65S3F.

Parameters of the NTHL040N65S3F			
$R_{ds-on_{100\,°C}} = 51$ mΩ	$Q_{rr_{100\,°C}} = 1.5$ µC	$V_{Miller} = 6.2$ V	$Q_g = 158$ nC
$t_{rise\ I} = 41$ ns	$C_{gd}(400\text{ V}) = 20$ pF	$R_{gate}(int) = 2.4\ \Omega$	$V_{diode} = 1.3$ V
$t_{fall\ I} = 29$ ns	$C_{gd}(0\text{ V}) = 2500$ pF	$t_{Dr} = 41$ ns	$C_{oss} = 140$ pF
		$t_{Df} = 101$ ns	

The conduction and switching losses are:

$$P_{conduction} = 43\text{ W} \approx 1\%\ of\ P_{out} \tag{37}$$

$$P_{switching} = 43\text{ W} \approx 1\%\ of\ P_{out} \tag{38}$$

The dead time losses depend on the body diode's forward voltage during phases when both transistors of a leg are off:

$$P_{deadtime} = V_{diode} \cdot I_{rms} \cdot \left(t_{Dr} + t_{Df}\right) \cdot f_{SW} = 70\text{ mW} \tag{39}$$

where t_{D_r} and t_{D_f} are, respectively, the rising dead time (s) and falling dead time (s).

In unipolar PWM, gate charge losses for all the transistors are provided by the H-Bridge driver:

$$P_{gate} = 2 \cdot Q_g \cdot V_{driver} \cdot f_{sw} = 76\text{ mW} \tag{40}$$

where Q_g is the gate charge (C).

The parasitic capacitance C_{oss} of the MOSFET is also responsible for extra losses:

$$P_{C_{oss}} = 2 \times \left(\frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot (N \cdot V_{MPPT})^2 \cdot f_{sw}\right) = 550\text{ mW} \tag{41}$$

Approximately 3 W (including the gate charge losses) are necessary for the control side of the converter (microcontroller, sensors, and relays):

$$P_{IC} = 3\text{ W} \tag{42}$$

3. Design of the Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter

3.1. Main Characteristics

The CHBMLI topology consists of several H-Bridge converters in a series. Each DC link is fed by a single solar panel. A capacitor, placed in parallel with the panel, is required to store the energy during phases when the H-Bridge's module output is bypassed [13]. The topology is presented in Figure 5.

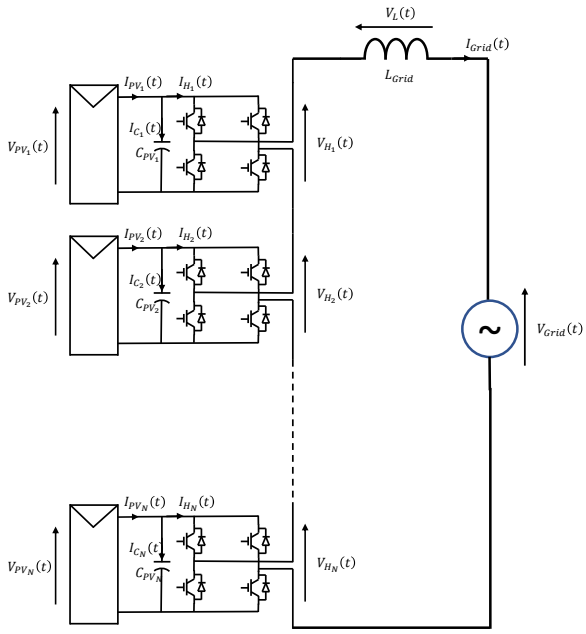


Figure 5. Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI) configuration.

3.2. Passive Elements

3.2.1. DC-Link Capacitor

The process of selecting the capacitor value is based on limiting the voltage ripple to 4% (the same limit as for the conventional H-Bridge). On the multilevel topology, the voltage ripple ΔV_{PV} is calculated from the voltage of a single solar panel at MPP (Maximum Power Point): $\Delta V_{PV} = 4\% \times V_{MPPT}$. The value of the capacitor per H-Bridge is calculated with the following formula:

$$C_{PV} = \frac{I_{MPPT}}{2 \cdot \Delta V_{PV} \cdot \omega_{Grid}} = 12.4 \text{ mF} \tag{43}$$

For 50 V capacitors, B41505 capacitors are considered (aluminum electrolytic capacitors from TDK). The capacitor C_{PV} is made by paralleling four 3300 µF capacitors ($n_c = 4$).

The capacitor losses are mostly due to the ESR. The total capacitor losses are the sum of the capacitor losses per H-Bridge. On top of that, the ESR of those capacitors is estimated with an RMS capacitor current $I_{C_{rms}}$ at the switching frequency $f_{sw} = \frac{20 \text{ kHz}}{N} = 1.5$ kHz of each H-Bridge.

$$P_{cap} = N \cdot \left(\frac{R_c}{n_C} \cdot I_{rms}^2 \right) = 8.7 \text{ W} \tag{44}$$

where R_C is the total ESR of the four ($n_C = 4$) capacitors at $f_{sw} = 1.5$ kHz ($R_c = 36$ mΩ) and $I_{C_{RMS}}$ is the RMS current through the capacitor. Numerical simulations with MATLAB provide that: $I_{C_{RMS}} \approx 8.6$ A.

The capacitor losses lead to a temperature rise for each capacitor:

$$\Delta T_c = \alpha \cdot \frac{P_{cap}}{\beta \cdot S \cdot n_c \cdot N} = 6.9 \text{ °C} \tag{45}$$

where ΔT_c is the surface heat rise (°C), β is the heat radiation factor $\left(\text{W}^{-1} \cdot \text{°C} \cdot \text{cm}^2\right)$ and $\beta = 0.0023 \times S^{-0.2}$, S is the surface area of the capacitor (≈30 cm^2) and α is the factor of the temperature difference between the core and surface ($\alpha = 1.45$).

3.2.2. Output Inductor

As for the conventional H-Bridge, the switching frequency of the converter is set to 20 kHz, and the current ripple is chosen as 10% of the rated inverter current. The inductor is calculated by using the following equation:

$$L_{Grid} = \frac{V_{MPPT}}{4 \cdot \Delta I_{Grid} \cdot f_{sw}} = 147\ \mu\text{H} \tag{46}$$

The design of the inductor is done by using magnetic cores from the *Ferroxcube Data Handbook 2013*. As for the two inductors of the conventional H-Bridge, the magnetic core is made using two E cores with an air gap between both center legs. As for the design of the inductor in the conventional H-Bridge, a 3C90 ferrite is used.

In a 147 μH/30 A inductor, the energy stored W_{mag} (W) in the air gap is:

$$W_{mag} = \frac{1}{2} \cdot L_{Grid} \cdot I_{rms}^2 = 0.031\ \text{W} \tag{47}$$

The required air gap volume is:

$$V_{air\ gap} = \frac{2 \cdot W_{mag} \cdot \mu_0}{B_{sat}^2} \approx 400\ \text{mm}^3 \tag{48}$$

The chosen magnetic core is E42/33/20 with a 1540 μm air gap to reach the proper air-gap volume. The effective area of the core is $Ae = 236\ \text{mm}^2$. The datasheet of the core provides that the inductance factor is:

$$A_L = 250\ \text{nH}/turns^2 \tag{49}$$

The number of turns N_{turns} for a 147 μH inductance is:

$$N_{turns} = \sqrt{\frac{L_{Grid}}{A_L}} \approx 25 turns \tag{50}$$

Given that the wire must fit within the window area (=450 mm^2) of the magnetic core, the copper section (mm^2) is given by:

$$S_{copper} = \frac{W_a \cdot K}{N_{turns}} = 12.6\ \text{mm}^2 \tag{51}$$

Now that both the magnetic cores and the copper section have been designed, the copper and core losses can be estimated:

$$\begin{aligned} P_{copper} &= \frac{N_{turns} \cdot l_{turn} \cdot \rho_{copper}}{S_{copper}} \cdot I_{rms}^2 \\ &= 4\ \text{m}\Omega \times (20.46\ \text{A})^2 = 1.67\ \text{W} \end{aligned} \tag{52}$$

The core losses can be calculated as in Section 2. The low ripple current leads to a low amplitude of the flux density at 20 kHz ($\Delta B = 10$ mT). This leads to a very low power loss density of the magnetic core. On top of that, the volume of the inductance is also very low. Thus, the core losses are neglected:

$$P_{core} \approx 0\ \text{W} \tag{53}$$

The total inductor losses are:

$$P_{ind} = P_{copper} + P_{core} = 1.67\ \text{W} \tag{54}$$

The characteristics of the chosen topology and its passive elements are summarized in Table 6.

Table 6. Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter design.

Inverter Parameters	Name	Value	Reference	Series Resistance
L-Filter	L_{Grid}	147 µH/30 A	E42/33/20 (×2)	$R_L = 4$ mΩ
DC-link capacitor	C_{PV}	12.4 mF/50 V	B41505 (4 in parallel per module, 52 in total)	$R_c = 36$ mΩ (ESR of a single capacitor)
Switching frequency	f_{sw}	20 kHz		

3.3. MOSFET

For the N-channel MOSFET design, and as for the conventional H-Bridge, a 25% tolerance is applied on the maximum drain to source voltage and the maximum drain current. Thus, the chosen MOSFET is at least a 50 V/35 A transistor.

As for the design of the conventional H-Bridge, it is set that conduction and switching losses should not exceed 1% of the total output power, and passive element losses should not exceed 0.5% of the total output power.

3.3.1. Conduction Losses

Given the fact that N H-Bridge converters are used in the CHBMLI instead of only one for the conventional H-Bridge under standard conditions, the current is passing through half the transistors of each H-Bridge. The limit for conduction losses is based on the following equation:

$$P_{conduction} = 2 \cdot N \cdot \left(R_{ds-on} \cdot I_{out}^2 \right) < 1\% \times P_{out} \tag{55}$$

Then R_{ds-on} (with a 50 °C junction temperature) is limited by:

$$R_{ds-on}(50\ ^\circ\mathrm{C}) < 1\% \times \frac{P_{out}}{2 \cdot I_{out}^2 \cdot N} = 4\ \mathrm{m\Omega} \tag{56}$$

3.3.2. Switching Losses

The full system switching losses are expressed by the following equation:

$$P_{switching} = N \cdot \left(V_{MPPT} \cdot \left(\frac{I_{out}}{2} \cdot t + \frac{5}{4} \cdot Q_{rr} \right) \cdot \frac{f_{sw}}{N} \right) \tag{57}$$

$$t = t_{rise\ I} + t_{fall\ I} + t_{rise\ V} + t_{fall\ V} \tag{58}$$

On average, each H-Bridge switches around f_{sw}/N times per second.

3.3.3. MOSFET Choice

The transistor chosen for the CHBMLI that complies with these constraints is the DMTH6004SK3. Table 7 provides the parameters of the DMTH6004SK3 that are used to calculate all the remaining losses.

Table 7. Parameters of the DMTH6004SK3.

Parameters of the DMTH6004SK3			
$R_{ds-on_{50\,°C}} = 3.8$ mΩ	$Q_{rr_{50\,°C}} = 120$ nC	$V_{Miller} = 4.5$ V	$Q_g = 95$ nC
$t_{rise\ I} = 11.7$ ns	$C_{gd}(40\text{ V}) = 40$ pF	$R_{gate}(int) = 660$ mΩ	$V_{diode} = 0.9$ V
$t_{fall\ I} = 12$ ns	$C_{gd}(0\text{ V}) = 1$ nF	$t_{Dr} = 13$ ns	$C_{oss} = 1383$ pF
		$t_{Df} = 31$ ns	

The conduction and switching losses are:

$$P_{conduction} = 42\text{ W} \approx 1\%\ of\ P_{out} \tag{59}$$

$$P_{switching} = 5\text{ W} \approx 0.1\%\ of\ P_{out} \tag{60}$$

The dead time losses depend on the body diode's forward voltage during phases when both transistors of a leg are off:

$$P_{deadtime} = N \cdot \left(V_{diode} \cdot I_{rms} \cdot \left(t_{Dr} + t_{Df} \right) \cdot \frac{f_{SW}}{N} \right) = 21\text{ mW} \tag{61}$$

In unipolar PWM, gate charge losses for all the transistors are provided by the H-Bridge driver:

$$P_{gate} = 2N \cdot \left(Q_g \cdot V_{driver} \cdot \frac{f_{sw}}{N} \right) = 590\text{ mW} \tag{62}$$

The parasitic capacitance C_{oss} of the MOSFET is also responsible for extra losses:

$$P_{C_{oss}} = 2N \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{MPPT}^2 \cdot \frac{f_{sw}}{N} \right) = 410\text{ mW} \tag{63}$$

Approximately 300 mW (including the gate charge losses per H-Bridge) are necessary for the control side of each converter (microcontroller, sensors, communication), and 3 W are necessary for the Master control of the full converter (microcontroller, communication, and relays):

$$P_{IC} = N \times 300\text{ mW} + 3\text{ W} = 6.90\text{ W} \tag{64}$$

4. Discussion

The aim of this section is to compare the design of the two converters in terms of size and cost for the passive elements on the basis of simulations. Efficiencies of both converters are also assessed for the full range of output power. Finally, the costs of MOSFETs (+driver and heatsink) for both converters are compared. Simulations of both topologies are performed under the MATLAB/SIMULINK platform.

4.1. Circuit Simulations

The waveforms of both converters are shown in Figure 6. The parameters used for the two simulations are presented in Table 2. The multilevel ability of the CHBMLI offers much more possibilities in terms of reducing the harmonics than the Conventional H-Bridge [35]. However, the comparison made in this study only considers the grid current ripple and neglects the harmonics in order to use the control algorithm for the CHBMLI presented by the authors in a previous study [36], as these algorithms do not yet include specific harmonics elimination. Several control algorithms, such as Selective Harmonics Elimination Pulse Width Modulation (SHE-PWM), can be used to remove current harmonics and reduce Total Harmonic Distortion (THD) [21]. Conventional control with integrated control loops [37] is used for the Conventional H-Bridge (CHB) with a unipolar PWM.

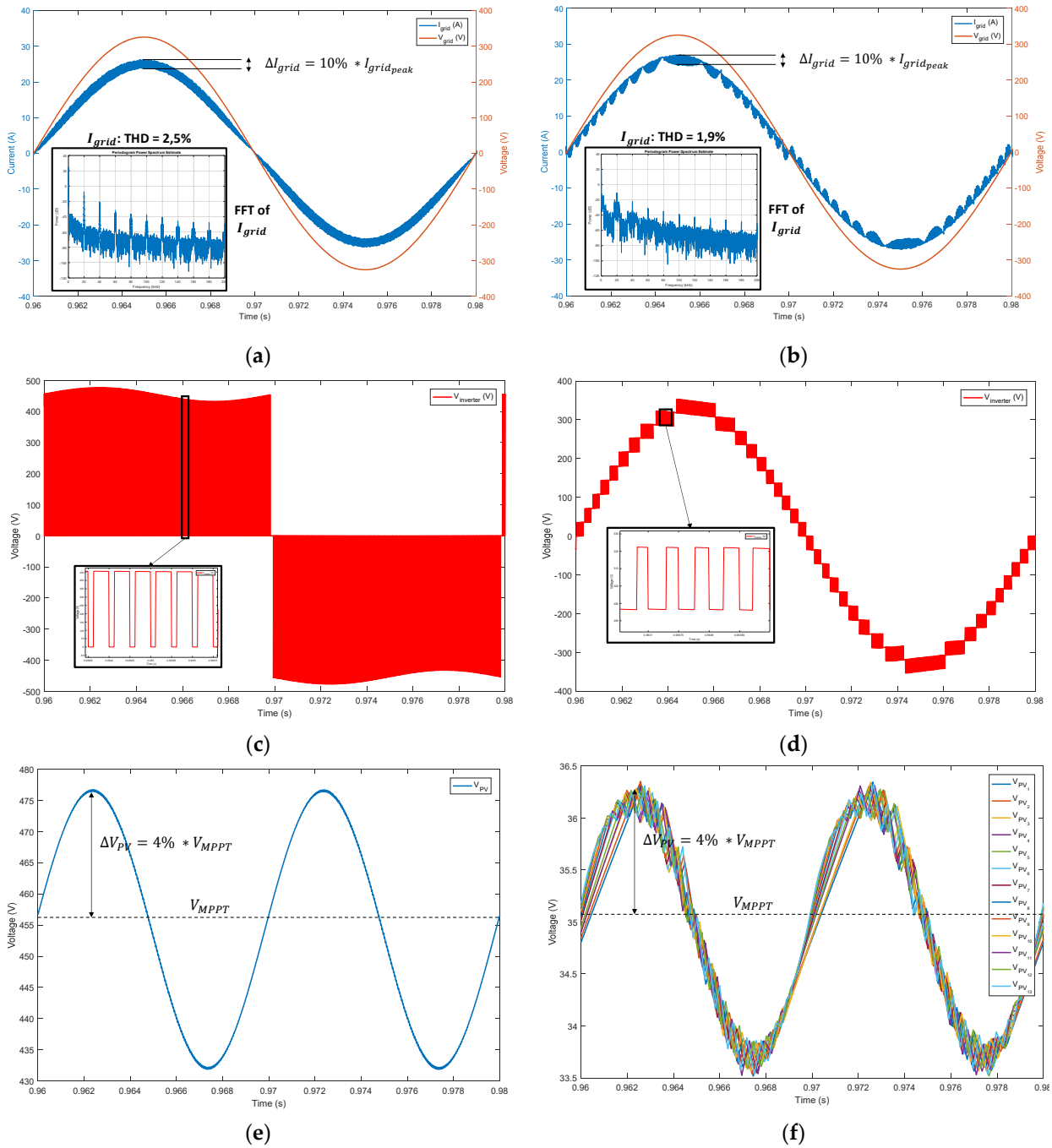


Figure 6. (**a**) Grid Voltage (red) and Grid Current (blue) for the CHB (**b**) Grid Voltage (red) and Grid Current (blue) for the CHBMLI (**c**) Inverter Voltage (red) for the CHB (**d**) Inverter Voltage (red) for the CHBMLI (**e**) PV Voltage for the CHB (blue) (**f**) PV Voltages for the CHBMLI.

The Conventional H-Bridge (CHB) and the CHBMLI both have a maximum output current ripple ΔI_{grid} limited to 10% of the peak output current $I_{grid_{peak}}$ (Figure 6a,b), which validate the design of both inductors. Furthermore, for both simulations, the current (blue) is set in phase with the grid voltage (red). The THD of the CHBMLI (1.9%) is slightly lower than the THD of the CHB (2.5%). This is due to the control algorithm that mitigates some harmonics. However, the THD of the CHBMLI could be further improved by using Selective Harmonics Elimination [21]. The output waveform of both inverters is presented in Figure 6c for the CHB and Figure 6d for the CHBMLI. The CHB has a three-level output voltage with high switching voltages (∼450 V), and the CHBMLI has a stair-shaped output

waveform with low switching voltages (∼34 V). The waveform of the CHBMLI, almost sinusoidal, visually explains why the inductor is much lower for a similar grid current ripple than the CHB. Finally, both converters have an identical DC-link voltage ripple ΔV_{PV} limited to 4% of the optimal voltage V_{MPPT} (Figure 6e,f), which validates the design of both capacitors. In the case of the CHBMLI, the converter regulates each DC-link voltage of the N modules around V_{MPPT} with the same ripple ΔV_{PV}. The waveforms of the DC-link voltages of the CHBMLI are not as sinusoidal as the one of the CHB, because the average switching frequency of each module is f_{sw}/N.

4.2. Passive Elements

Elements of comparison for the design and the choice of the capacitor are presented in Table 8.

Table 8. Comparison of the capacitor design.

Topology	Capacitance per H-Bridge	Number of Capacitor	Capacitor Losses
Conventional H-Bridge	950 µF/600 V	21	4.5 W
CHBMLI	12.3 mF/50 V	52	8.8 W

For the conventional H-Bridge, the amount of stored energy (E_{stored}) to limit the ripple voltage ΔV on the DC-link voltage is:

$$E_{stored} = \frac{1}{2} \cdot (950\ \mu\text{F}) \cdot (N \cdot V_{MPPT})^2 = 93\ \text{J} \tag{65}$$

For the CHBMLI:

$$E_{stored} = N \times \frac{1}{2} \cdot (12.3\ \text{mF}) \cdot (V_{MPPT})^2 = 93\ \text{J} \tag{66}$$

The same amount of energy needs to be stored under both voltages because in both topologies, the global input DC power and the global output AC power are identical. The cost of capacitors is proportional to the energy stored E_{stored}. From that perspective, the CHBMLI has no direct advantages compared to the conventional H-Bridge regarding the cost and volume of the DC-link capacitors.

The capacitor choice for both topologies is presented in Table 8. For the CHBMLI, the required capacity can be divided into up to 52 capacitors. For the conventional H-Bridge, 21 capacitors (47 µF/600 V) are placed in parallel. The capacitor losses are higher on the CHBMLI topology because the RMS current per H-Bridge has a lower frequency ($\frac{f_{sw}}{N} = 1.5$ kHz) than the RMS current on the H-Bridge of the conventional H-Bridge Inverter. As the ESR of a capacitor decrease with the frequency, the global capacitor ESR in a CHBMLI is higher than the global capacitor ESR in a conventional H-Bridge. However, the extra losses in the CHBMLI are very low compared to the other losses (conduction, switching, inductor). On top of that, the temperature rise (12 °C for the CHBMLI compared to 7 °C for the conventional H-bridge) of each capacitor is very low. As a result, the lifespan expectancy will not be affected by those losses.

The inductor choice for both topologies is presented in Table 9. The value of the inductor is proportional to the switched voltage ($N \cdot V_{MPPT}$ for the conventional H-Bridge and V_{MPPT} for the CHBMLI). The use of N low voltage modules in a CHBMLI leads to a reduction of the inductor's value by a factor of N. Cost and volume are proportional to the value of the inductor at the same current value. Thus, a much cheaper and lighter inductor is used for the CHBMLI at the same current ripple. The volume (and the price) of the magnetic core of the inductor of the CHBMLI is reduced by almost a factor of N. On top of that, the volume (and cost) of the copper for the CHBMLI inductor is also reduced by almost a factor of N. This leads to low copper losses due to a very low ESR of the inductor

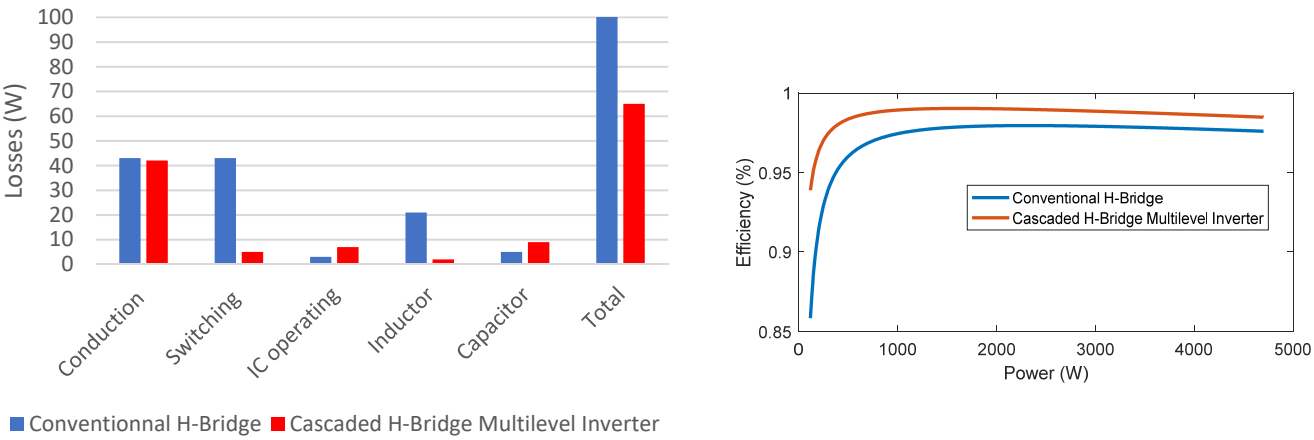
(4 mΩ for the CHBMLI and 50 mΩ for the conventional H-Bridge)—the low output current ripple leads, in both topologies, to reduced core losses. As a result, the inductor losses and the cost of this output filter in a CHBMLI are both very low.

Table 9. Comparison of the inductor design.

Topology	Inductor	Magnetic Core	Inductor Losses (P_{ind})
Conventional H-Bridge	1.9 mH/30 A	E71/33/32 (×4)	21.6 W
CHBMLI	147 µH/30 A	E42/33/20 (×2)	1.67 W
Topology	**Copper Cost (weight)**	**Magnetic Core Cost**	**Total cost**
Conventional H-Bridge	$21.2 (2.28 kg)	$48	$69.2
CHBMLI	$2.5 (0.27 kg)	$3.4	$6.0

4.3. Power Losses and Efficiency

The loss comparison between the conventional H-Bridge and the CHBMLI is shown in Figure 7a. The switching losses for the CHBMLI are much lower. Indeed, switching low voltages combined with the use of transistors that have a much lower reverse recovery charge (due to their low voltage rating) leads to a reduction by almost a factor of 10 of the switching losses. The conduction losses in both topologies are similar because both transistors were chosen as such. The CHBMLI requires more IC operating power than the unique control board of the conventional H-Bridge. It has been estimated in this case that the amount of power required is double. However, it does not affect the overall efficiency due to its low value. Inductor and capacitor losses have already been discussed.



(**a**) (**b**)

Figure 7. (**a**) Losses distribution comparison at maximum output power (**b**) Efficiency comparison.

The efficiency of both converters in the function of the total output power is shown in Figure 7b. The CHBMLI has better efficiency than the conventional H-Bridge for any output power. Overall, the key factors that contribute to the better efficiency of the CHBMLI are reduced switching and inductor losses. The reduced losses both come from the low switching voltages of the CHBMLI due to its multilevel ability. At low output power (<100 W), the efficiencies of both converters are affected by their IC operating losses because they remain constant regardless of the output power. As the power increases, the efficiency increases as well because the IC operating losses become negligible. Around 1500 W, both converters reach their peak efficiencies: 98.2% for the conventional H-Bridge and 99% for the CHBMLI. From that point, efficiencies decrease due to conduction and inductor losses. Indeed, unlike other losses, they are proportional to I_{out}^2 (when P_{out} is proportional to I_{out}). At 4700 W, the efficiency of the conventional H-Bridge is 97.9%, and the efficiency of the CHBMLI is 98.4%. For any output power, the efficiency of the CHBMLI is at least superior to the efficiency of the conventional H-Bridge by 0.5%.

4.4. MOSFETs

4.4.1. Temperature Rise

Limiting the temperature rise is then a trade-off between the size and cost of the heatsink and MOSFETs lifespan and losses. A proper comparison of the transistors must be made by considering the same temperature rise. The losses per transistor in both topologies are:

$$P_{Total\,MOSFET} = P_{conduction} + P_{switching} \tag{67}$$

$$\left(Losses_{perMOSFET}\right)_{CHBMLI} = \left(\frac{P_{Total\,MOSFET}}{4N}\right)_{CHBMLI} = \frac{46.4\text{W}}{4\text{N}} = 890\text{ mW} \tag{68}$$

$$\left(Losses_{perMOSFET}\right)_{HB} = \left(\frac{P_{Total\,MOSFET}}{4}\right)_{HB} = \frac{84.6\text{ W}}{4} = 21.1\text{ W} \tag{69}$$

First, for the CHBMLI with maximum output power, the temperature rise of each transistor without any heatsink is:

$$\Delta T_{MOSFET_{CHBMLI}} = \left(Losses_{perMOSFET}\right)_{CHBMLI} \times R_{j-a} = 36\ ^\circ\text{C} \tag{70}$$

where R_{j-a} is the junction-to-ambient thermal resistance ($R_{j-a} = 40$ K/W). In a converter design, the junction temperature of a transistor is usually limited to 100 °C. A 36 °C temperature rise at maximum output power is perfectly acceptable for a solar inverter. No heatsink is required for the CHBMLI. For the conventional H-Bridge with maximum output power, the temperature rise of each transistor without any heatsink is:

$$\Delta T_{MOSFET_{HB}} = \left(Losses_{perMOSFET}\right)_{HB} \times R_{j-a} = 846\ ^\circ\text{C} \tag{71}$$

This high temperature rise is caused by complete losses distributed on a reduced number of transistors. On top of that, due to lower efficiency, the total transistors losses are higher for the conventional H-Bridge. Finally, compared to the CHBMLI, each transistor dissipates significantly more energy. In this case, a heatsink is required. We chose to use a single heatsink on which all the transistors are fixed. The value of the heatsink is calculated to limit the junction temperature to $T_{junction_{lim}} = 100$ °C, which means a temperature rise of 75 °C from an ambient temperature of 25 °C:

$$\Delta T_{MOSFET_{HB}} = \left(Losses_{perMOSFET}\right)_{HB} \times \left(R_{j-c} + R_{c-h} + 4{\cdot}R_h\right)_{HB} = 75\ ^\circ\text{C} \tag{72}$$

where R_{j-c} is the junction-to-case thermal resistance (0.5 K/W), R_{c-h} is the case-to-heatsink thermal resistance (0.5 K/W) and R_h is the required heatsink thermal resistance (K/W).

Then:

$$R_h = \frac{1}{4}\left(\frac{\Delta T_{MOSFET_{CHBMLI}}}{\left(Losses_{perMOSFET}\right)_{HB}} - R_{j-c} - R_{c-h}\right) \tag{73}$$

Thus:

$$R_h = 0.6\text{ K/W} \tag{74}$$

The chosen heatsink is a 0.6 K/W heatsink from ABL components (109AB1500B, $14).

4.4.2. Gate Drivers

The selected MOSFET drivers for the conventional H-Bridge are two UCC21520 Isolated Dual-Channel Gate Drivers. These drivers are designed to power MOSFETs with a very low propagation delay (typically 19 ns) and a high common-mode transient immunity (up to 100 V/ns). On each driver, both channels are fully isolated and are guaranteed to operate with a DC voltage up to 1500 V.

For the CHBMLI, a unique H-bridge driver is used: the MIC4606. This driver also has a very low propagation delay (typically 35 ns) and very low power consumption. It uses

a bootstrap circuit to supply the two high-side transistors per H-Bridge up to a maximal voltage of 80 V. Those drivers do not need to be isolated because they are directly powered by the solar panel (through a small local power supply).

4.4.3. Overall Cost

The overall cost for the MOSFETs (including the drivers and the heatsink) is presented in Table 10. The CHBMLI uses N times more transistors than the conventional H-Bridge. However, those transistors are much cheaper due to their low voltage characteristics and compact packages. The addition of drivers (more expensive for the CHBMLI) makes the cost (MOSFETs + driver) similar between the two topologies. In the end, the need for a heatsink for the conventional H-Bridge leads to a higher overall cost (for the MOSFETs part) than for the CHBMLI.

Table 10. MOSFETs + Driver + Heatsink.

	Conventional H-Bridge			**CHBMLI**		
	Reference	Number	Cost	Reference	Number	Cost
MOSFETs	NTHL040N65S3F	4	$44	DMTH6004SK3	52	$27
Driver	UCC21520	2	$6	MIC4606	13	$28
Heatsink	109AB1500B	1	$17			
Total			**$67**			**$45**

This paragraph does not take into account the cost of the other components in the complete converter (AOP for measurements, microcontroller, onboard power supply). It is expected that, when adding the total cost of every component of the circuit, the CHBMLI might not keep its advantage.

4.5. Summary

All the comparison points of this section are summed up in Table 11.

Table 11. Summary of comparison points between both topologies.

	Conventional H-Bridge	**CHBMLI**
MOSFETs-Conduction Losses	43 W	43 W
MOSFETs-Switching Losses	43 W	5 W
Temperature rise per MOSFET	75 °C	36 °C
Cost of MOSFETs (+driver + heatsink)	$67	$45
Capacitor-Losses	4.5 W	8.5 W
Inductor-Losses	21.6 W	1.7 W
Inductor-Cost	$69.2	$6.0
Peak efficiency	98.2%	99.0%

5. Experimental Measurements for the CHBMLI

The objective of this section is to validate the thermal design of the CHBMLI through a temperature measurement on a real prototype. Only the CHBMLI prototype was built to limit the time and resources required. Furthermore, due to limited equipment, this validation is performed by measuring the efficiency and temperature of a single module operating at its rated power (365 W). For this purpose, a sinusoidal four-quadrant power supply (TOE7610) is used on the output, while a DC power source (Cpx400D) is used on the input. On the other hand, a prototype composed of eight modules used at a lower power is tested to provide the inverter waveforms, such as the inverter voltage $V_{inverter}$, the module output voltage V_H and the output grid current I_{grid}.

The control of the converter was detailed in previous work by the authors. First, it was demonstrated that it is possible to control the CHBMLI with a hardware architecture having up to 20 modules with a switching frequency of 20 kHz [36]. A second paper detailed how this topology can be controlled with a reduced number of sensors [23] while

operating, for each solar panel, an individual Maximum Power Point Tracking (MPPT) algorithm with minimum power oscillations. Those papers demonstrate that the CHBMLI can be controlled with low-cost components while maintaining a wide range of operations (number of modules > 20).

5.1. Experimental Setup

The experimental setup for the CHBMLI is presented in Figure 8. Figure 8a presents the prototype of the CHBMLI with 8 H-Bridge modules with all the output placed in series, Figure 8b presents the master controller of the inverter with the main MCU (STM32F446RE), and Figure 8c presents the circuit with isolated AC voltage and current sensors and relays to connect the inverter to the grid. This setup was designed according to the elements detailed in Section 3.

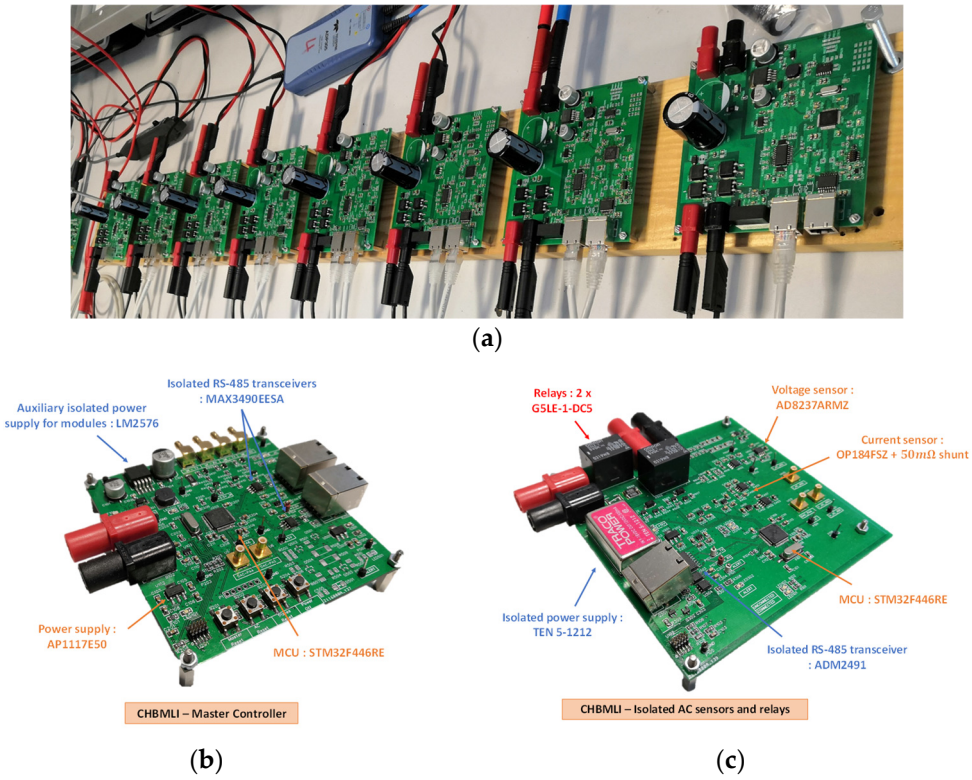
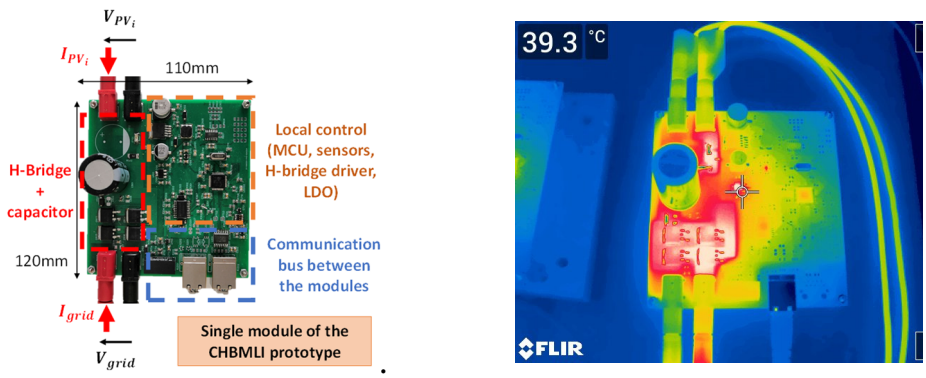


Figure 8. (**a**) Experimental setup of the Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with eight modules (**b**) Master controller of the CHBMLI (**c**) Circuit with isolated AC sensors and relays for the CHBMLI.

5.2. Temperature Rise of a Single Module (CHBMLI)

A single module is detailed in Figure 9a. The left side of the board contains the power converter (H-Bridge and capacitors). Under an input power of 365 W and a switching frequency of 1.5 kHz (for the H-Bridge of this module), the power switches have a temperature rise of 32 °C (Figure 9b), which validates the thermal analysis presented in Section 4.4. The measured efficiency (including IC operating losses) is 98.5%. This measurement does not include inductor losses. However, with a full converter at nominal power, the low inductance value would not significantly modify the overall efficiency. This low temperature rise confirms that no heatsink is required to maintain the junction temperature of the MOSFETs below 100 °C. On top of that, in a conventional inverter, the heat released by the MOSFETs (with heatsink) usually increases the temperature of the DC-link capacitors, which have to be placed close to the H-Bridge in order to reduce the parasitic inductance of the track. This temperature rise of the DC-link capacitor often leads to faster aging and reduced lifetime [38]. Failure of the aluminum electrolytic of the DC-link capacitor is one of the most common faults on a conventional H-bridge.



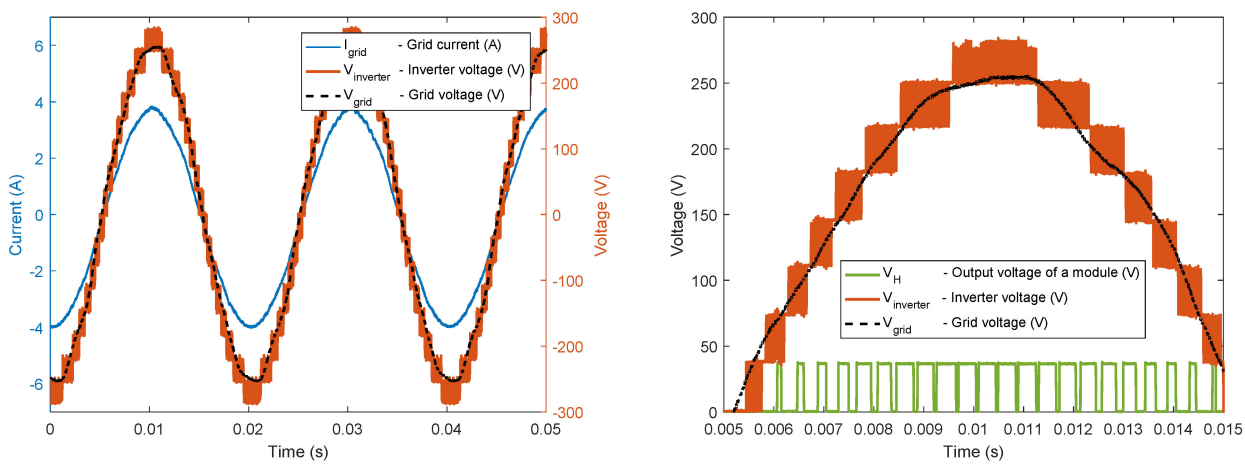
(**a**) (**b**)

Figure 9. (**a**) Prototype of a single module of the Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter (CHBMLI) (**b**) Thermal image of a module at $P_{out} = 365$ W.

5.3. Waveforms of the CHBMLI

The waveform of the CHBMLI voltage $V_{inverter}$ (in red) and the output current (in blue) are shown in Figure 10a. This figure is zoomed over a half grid period in Figure 10b, including in green the output voltage of a single module. The low switching frequency (in green) of a single module (compared to the high switching frequency $f_{sw} = 20$ kHz of the complete converter) can be observed.

$$f_{sw_{module}} = \frac{f_{sw}}{N} = 2.5 \text{ kHz} \tag{75}$$



(**a**) (**b**)

Figure 10. (**a**) Waveforms of the CHBMLI with $I_{grid_{rms}} = 3$ A, $N = 8$, $V_{grid_{rms}} = 180$ V: Current grid I_{grid} (blue), Inverter Voltage $V_{inverter}$ (red), Grid voltage V_{grid} (black) (**b**) Same as (**a**) but including the output voltage of a single module V_{H_i} (green).

Due to limited power on the experimental setup, the complete converter was tested with 70 W per module. This results in an output RMS current of 3 A, and an off-the-shelf inductor was chosen for this current (2 mH/5 A) to limit the harmonics. For the same output current, a high-frequency ripple, a bigger inductor would be required (by a factor $N = 8$). The output sinusoidal current (in blue) is set in phase with the grid voltage (in black) in order to ensure a unity power factor. On top of that, each solar panel is regulated around its own optimal voltage (V_{MPPT_i}). Thus, the energy extraction is maximized by the

CHBMLI. Under partially shaded weather conditions, the CHBMLI extracts more power than the conventional H-Bridge.

6. Conclusions

A comparison between the design of the conventional H-Bridge and the CHBMLI is presented in this paper. First, a series of constraints regarding the efficiency, the maximum solar power extraction, the components' lifespan, and the cost were established to make the comparison as realistic as possible. For both topologies, inductors, capacitors, transistors, and heatsink are sized. The multilevel ability of the CHBMLI makes it more interesting when it comes to filtering the output current of the inverter, thus reducing the size and cost of the inductor. As both topologies are DC−AC converters with the same amount of DC and AC power and considering the same DC-link voltage ripple ratio, the capacitor's energy sizing is similar in both cases. For the conventional H-Bridge, low-value and medium-voltage capacitors are used, and for the CHBMLI, medium-value and low-voltage capacitors are used. The reduced choices for capacitors for the CHBMLI lead to higher global ESR, which creates slightly higher losses. When it comes to global efficiency, the CHBMLI has a serious advantage due to very low switching losses compared to the conventional H-Bridge, thanks to low voltage levels. The reduced losses, which are furthermore spread over a higher number of transistors, lead to low temperature rise without the need for a heatsink for the CHBMLI. For the conventional H-Bridge, the trade-off between cost and efficiency leads to the use of a heatsink to cool transistors. The vast choice of small voltage transistors (for the CHBMLI), despite the large number of transistors required, makes it easier to select low-cost components for the design. The cost of medium voltage transistors combined with the cost of the heatsink and the isolated drivers is about 50% superior to the cost of transistors and the drivers for the CHBMLI with the same performances (same global conduction losses and same temperature rise). A real CHBMLI prototype with eight modules was built to validate several aspects of the design. The converter was tested with a 20 kHz switching frequency on the grid voltage with a sinusoidal output current of 3 Arms, a low current ripple, and a unity power factor. The low temperature rise (without a heatsink) of a single module at 365 W was also validated.

Author Contributions: Conceptualization, T.B., G.D. and R.T.; methodology, T.B., G.D. and R.T.; software, T.B.; validation, T.B.; formal analysis, T.B., G.D. and R.T.; investigation, T.B.; resources, T.B.; writing—original draft preparation, T.B.; writing—review and editing, T.B., G.D. and R.T. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

Funding: This research received no external funding.

Conflicts of Interest: The authors declare no conflict of interest.

References

1. Ayadi, F.; Colak, I.; Garip, I.; Bulbul, H.I. Targets of Countries in Renewable Energy. In Proceedings of the 2020 9th International Conference on Renewable Energy Research and Application (ICRERA), Glasgow, UK, 27 September 2020; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2020; pp. 394–398.
2. Kaizuka, I.; Yamaya, H.; Ohigashi, T.; Kurihara, R.; Ikki, O. Cost Analysis and Cost Reduction Opportunities of Residential PV System in the Japan. In Proceedings of the 2017 IEEE 44th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC), Washington, DC, USA, 25–30 June 2017; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2017; pp. 2159–2162.
3. Alluhaybi, K.; Batarseh, I.; Hu, H. Comprehensive Review and Comparison of Single-Phase Grid-Tied Photovoltaic Microinverters. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.* **2020**, *8*, 1310–1329. [CrossRef]
4. Bhattacharjee, A.K.; Kutkut, N.; Batarseh, I. Review of Multiport Converters for Solar and Energy Storage Integration. *IEEE Trans. Power Electron.* **2019**, *34*, 1431–1445. [CrossRef]
5. Deshpande, S.; Bhasme, N.R. A Review of Topologies of Inverter for Grid Connected PV Systems. In Proceedings of the 2017 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), Vellore, India, 21–22 April 2017; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2017; pp. 1–6.
6. Dreher, J.R.; Marangoni, F.; Schuch, L.; Martins, M.L.D.S.; Della Flora, L. Comparison of H-Bridge Single-Phase Transformerless PV String Inverters. In Proceedings of the 2012 10th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications, Fortaleza, CE, Brazil, 5–7 November 2012; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2012; pp. 1–8.

7. Filho, F.; Cao, Y.; Tolbert, L.M. 11-Level Cascaded H-Bridge Grid-Tied Inverter Interface with Solar Panels. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, USA, 21–25 February 2010; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2010; pp. 968–972.
8. Cha, H.; Vu, T.-K.; Kim, J.-E. Design and Control of Proportional-Resonant Controller Based Photovoltaic Power Conditioning System. In Proceedings of the 2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, San Jose, CA, USA, 20–24 September 2009; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2009; pp. 2198–2205.
9. Joshi, M.; Shoubaki, E.; Amarin, R.; Modick, B.; Enslin, J. A High-Efficiency Resonant Solar Micro-Inverter. In Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, UK, 30 August–1 September 2011; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2011; p. 10.
10. Musavi, F. A High-Performance Cost-Effective Resonant Converter with a Wide Input Range in Solar Power Applications. In Proceedings of the 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, USA, 23–27 September 2018; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2018; pp. 4756–4759.
11. Xiao, B.; Filho, F.; Tolbert, L.M. Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Nonactive Power Compensation for Grid-Connected Photovoltaic Generators. In Proceedings of the 2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Phoenix, AZ, USA, 17–22 September 2011; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2011; pp. 2733–2737.
12. Xiao, B.; Shen, K.; Mei, J.; Filho, F.; Tolbert, L.M. Control of Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with Individual MPPT for Grid-Connected Photovoltaic Generators. In Proceedings of the 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Raleigh, NC, USA, 15–20 September 2012; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2012; pp. 3715–3721.
13. Xiao, B.; Hang, L.; Mei, J.; Riley, C.; Tolbert, L.M.; Ozpineci, B. Modular Cascaded H-Bridge Multilevel PV Inverter With Distributed MPPT for Grid-Connected Applications. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* **2015**, *51*, 1722–1731. [CrossRef]
14. Biswas, M.M.; Podder, S.; Khan, M.Z.R. Modified H-Bridge Multilevel Inverter for Photovoltaic Micro-Grid Systems. In Proceedings of the 2016 9th International Conference on Electrical and Computer Engineering (ICECE), Dhaka, Bangladesh, 20–22 December 2016; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2016; pp. 377–380.
15. Nirmal Mukundan, C.M.; Jayaprakash, P. Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter Based Grid Integration of Solar Power with PQ Improvement. In Proceedings of the 2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), Chennai, India, 18–21 December 2018; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2018; pp. 1–6.
16. Esram, T.; Chapman, P.L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. *IEEE Trans. Energy Convers.* **2007**, *22*, 439–449. [CrossRef]
17. Subudhi, B.; Pradhan, R. A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems. *IEEE Trans. Sustain. Energy* **2013**, *4*, 89–98. [CrossRef]
18. Femia, N.; Petrone, G.; Spagnuolo, G.; Vitelli, M. Optimization of Perturb and Observe Maximum Power Point Tracking Method. *IEEE Trans. Power Electron.* **2005**, *20*, 963–973. [CrossRef]
19. Shahabadini, M.; Iman-Eini, H. Leakage Current Suppression in Multilevel Cascaded H-Bridge Based Photovoltaic Inverters. *IEEE Trans. Power Electron.* **2021**, *36*, 13754–13762. [CrossRef]
20. Villanueva, E.; Correa, P.; Rodriguez, J.; Pacas, M. Control of a Single-Phase Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter for Grid-Connected Photovoltaic Systems. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2009**, *56*, 4399–4406. [CrossRef]
21. Khan, R.A.; Farooqui, S.A.; Sarwar, M.I.; Ahmad, S.; Tariq, M.; Sarwar, A.; Zaid, M.; Ahmad, S.; Shah Noor Mohamed, A. Archimedes Optimization Algorithm Based Selective Harmonic Elimination in a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. *Sustainability* **2021**, *14*, 310. [CrossRef]
22. Chavarria, J.; Biel, D.; Guinjoan, F.; Meza, C.; Negroni, J.J. Energy-Balance Control of PV Cascaded Multilevel Grid-Connected Inverters Under Level-Shifted and Phase-Shifted PWMs. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2013**, *60*, 98–111. [CrossRef]
23. Bertin, T.; Despesse, G.; Thomas, R. Current Sensorless Individual MPPT Control on a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. In Proceedings of the 2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Brasov, Romania, 25 September 2022; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2022; pp. 182–188.
24. Pan, Y.; Zhang, C.; Yuan, S.; Chen, A.; He, J. A Decentralized Control Method for Series Connected PV Battery Hybrid Microgrid. In Proceedings of the 2017 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), Harbin, China, 7–10 August 2017; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2017; pp. 1–6.
25. Zhang, X.; Hu, Y.; Mao, W.; Zhao, T.; Wang, M.; Liu, F.; Cao, R. A Grid-Supporting Strategy for Cascaded H-Bridge PV Converter Using VSG Algorithm With Modular Active Power Reserve. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2021**, *68*, 186–197. [CrossRef]
26. Krein, P.T.; Balog, R.S.; Mirjafari, M. Minimum Energy and Capacitance Requirements for Single-Phase Inverters and Rectifiers Using a Ripple Port. *IEEE Trans. Power Electron.* **2012**, *27*, 4690–4698. [CrossRef]
27. Aluminum Electrolytic Capacitors—General Technical Information. Available online: https://docs.rs-online.com/3570/0900766b815c4ec7.pdf (accessed on 16 April 2023).
28. Cha, H.; Vu, T.-K. Comparative Analysis of Low-Pass Output Filter for Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverter. In Proceedings of the 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Palm Springs, CA, USA, 21–25 February 2010; pp. 1659–1665.
29. Kim, H.; Kim, K.-H. Filter Design for Grid Connected PV Inverters. In Proceedings of the 2008 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, Singapore, 24–27 November 2008; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2008; pp. 1070–1075.

30. Ferroxcube Data Handbook 2013. Available online: https://www.ferroxcube.com/en-global/download/download/11 (accessed on 16 April 2023).
31. Ayachit, A.; Kazimierczuk, M.K. Thermal Effects on Inductor Winding Resistance at High Frequencies. *IEEE Magn. Lett.* **2013**, *4*, 0500304. [CrossRef]
32. Kandeel, Y.M.; Orabi, M.; El-Nemr, M.K.; Youssef, M. Prediction of Inductor AC Power Loss in PSiP Buck Converter Based on Steinmetz Parameters. In Proceedings of the 2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Vancouver, BC, USA, 28 September–2 October 2014; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2014; pp. 1–8.
33. Graovac, D.D.; Pürschel, M.; Kiep, A. MOSFET Power Losses Calculation Using the Data—Sheet Parameters. *Infineon Appl. Note* **2006**, *1*, 1–23.
34. Guo, J.; Ge, H.; Ye, J.; Emadi, A. Improved Method for MOSFET Voltage Rise-Time and Fall-Time Estimation in Inverter Switching Loss Calculation. In Proceedings of the 2015 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Dearborn, MI, USA, 14–17 June 2015; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2015; pp. 1–6.
35. Sahoo, S.K.; Bhattacharya, T. Phase-Shifted Carrier-Based Synchronized Sinusoidal PWM Techniques for a Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter. *IEEE Trans. Power Electron.* **2018**, *33*, 513–524. [CrossRef]
36. Bertin, T.; Despesse, G.; Thomas, R. Cascaded H-Bridge Multilevel Inverter with a Distributed Control System for Solar Applications. In Proceedings of the 2022 Smart Systems Integration (SSI), Grenoble, France, 26–28 April 2022; IEEE: Piscataway, NJ, USA, 2022; pp. 1–4.
37. Kjaer, S.B.; Pedersen, J.K.; Blaabjerg, F. A Review of Single-Phase Grid-Connected Inverters for Photovoltaic Modules. *IEEE Trans. Ind. Applicat.* **2005**, *41*, 1292–1306. [CrossRef]
38. Yao, K.; Cao, C.; Yang, S. Noninvasive Online Condition Monitoring of Output Capacitor's ESR and C for a Flyback Converter. *IEEE Trans. Instrum. Meas.* **2017**, *66*, 3190–3199. [CrossRef]

Disclaimer/Publisher's Note: The statements, opinions and data contained in all publications are solely those of the individual author(s) and contributor(s) and not of MDPI and/or the editor(s). MDPI and/or the editor(s) disclaim responsibility for any injury to people or property resulting from any ideas, methods, instructions or products referred to in the content.