

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Ecole Nationale Polytechnique

Département d'Automatique



Projet de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention des diplômes

d'Ingénieur d'Etat en Automatique

et

de Master en Automatique

Etudié par :

ELMETENNANI Chahrazed Ibtissem

THEME

**Commande et Optimisation par l'Approche Hybride
d'une Chaîne de Production Photovoltaïque
à base d'un Convertisseur Multicellulaire**

Etude théorique et expérimentation

Proposé et dirigé par :

Pr. M.S. BOUCHERIT

Dr. K. BENMANSOUR

*Laboratoire de Commande des Processus
Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie*

ملخص:

هذه المذكرة هي مشاركة بسيطة في تقنيات التحكم و الاستغلال الجيد لمولدات الطاقة الشمسية باستعمال المحولات ذات الخلايا. و قد تم هذا العمل بالاعتماد على نظرية الانظمة الهجينة التي استعملت للتحكم في المحول ذو الخلايا. بدأنا عملنا هذا بتقديم طريقة للتحكم في التوتر المتوسط للمحول, ثم قمنا بإعداد طريقة أخرى من أجل دفع المحول للعمل كمحول تموجي. الجزء الثاني من هذا العمل خصص لدراسة مولد الطاقة الشمسية حيث قمنا بتقديم تحكم جديد باستعمال الاليات الهجينة لاتباع نقطة العمل التي تسمح بتوليد الكمية القصوى من الطاقة. و قد صدقت الطريقة بواسطة تجارب رقمية و حقيقية.

الكلمات المفتاحية: الطاقة الشمسية ، استغلال الطاقة القصوى ، المحول ذو الخلايا ، اليات التحكم الهجين.

Résumé :

Ce manuscrit apporte une contribution à la commande et l'optimisation d'une chaîne photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire. Le travail établi repose sur la théorie des systèmes dynamiques hybrides que nous avons utilisée pour commander le convertisseur multicellulaire dans le but d'assurer le fonctionnement désiré. Nous avons commencé notre travail avec des commandes de régulation de charge en sortie du convertisseur où nous avons proposé un algorithme pour la régulation de la tension moyenne de sortie pour le fonctionnement en hacheur, ensuite, nous avons synthétisé une commande qui permet d'assurer le fonctionnement en onduleur avec la poursuite d'une référence sinusoïdale. La deuxième partie de ce mémoire a été consacrée au développement d'un nouvel algorithme MPPT basé aussi sur l'approche hybride. Ce dernier a été validé par les résultats de simulations ainsi qu'au moyen de tests expérimentaux sur un prototype d'une chaîne photovoltaïque.

Mots clés : photovoltaïque, MPPT, convertisseur multicellulaire, commande hybride.

Abstract :

This paper brings a contribution in control and optimization of a photovoltaic channel based in multicell converter. This work rests on the theory of hybrid dynamical systems that we have used to manage the multicell converter to achieve the desired functioning. We begin by the regulation of charge, we have suggested a control law for a multicell chopper to ensure the order of the average voltage of the converter, and then, we have synthesized another one that ensures an inverter working. The second part is devoted to the development of a new MPPT algorithm which is also, based on the hybrid approach. Simulations results are provided for different conditions. Therefore, the algorithm was implemented and tested though experiments.

Key words: photovoltaic, MPPT, multicell converter, hybrid control.

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de Commande des Processus (LCP) à l'Ecole Nationale Polytechnique (ENP).

Au terme de ce travail, je tiens à remercier :

- très chaleureusement Monsieur M. TADJINE pour m'avoir fait l'honneur de présider mon jury de soutenance, ainsi que pour l'intérêt qu'il a montré pour mon travail.
- Monsieur B. HEMICI d'avoir accepté d'en être examinateur et d'avoir consacré de son temps à la lecture de ce mémoire.
- Monsieur D. BOUKHETALA, directeur du LCP, pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire et m'avoir permis de préparer ce travail dans les meilleures conditions.
- Monsieur M.S. BOUCHERIT pour m'avoir accueilli dans son équipe, et avoir accepté de diriger mon projet de fin d'études. Sa confiance, ses conseils avisés, ses remarques pertinentes et son encadrement performant tout au long de l'année m'ont été d'une aide inestimable; qu'il trouve dans ce mémoire ma profonde gratitude pour tout le temps qu'il m'a consacré.
- Monsieur K. BENMANSOUR pour avoir accepté la tâche de codiriger mon projet. Je tiens ici à lui exprimer toute ma reconnaissance pour sa disponibilité et son engagement sans faille, malgré toutes les difficultés liées à son emploi du temps souvent surchargé. Son aide et ses remarques constructives m'ont toujours été précieuses, et j'ai éprouvé un réel plaisir à travailler avec lui.
- Mes remerciements s'adressent aussi à l'ensemble du personnel du LCP, particulièrement, Mr. Mahmoudi, Mr. Chekireb, Mr. Berkouk, Mr. Hemici, et Mr. Benzineb.
- Je souhaite aussi remercier tous les enseignants de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, et en particulier mes enseignants du département d'Automatique, pour le savoir qu'ils m'ont transmis ainsi que pour leur disponibilité.
- Enfin, je tiens à remercier ma famille et mes amis. Mes parents, pour leur soutien inconditionnel, aussi bien financier qu'affectif, sans lequel je n'aurais jamais pu réussir de telles études. Je voudrais leur témoigner ma profonde reconnaissance.

Que tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail trouvent ici l'expression de ma sincère gratitude.

Ce mémoire est tout particulièrement dédié :
A mes chers parents,
mes deux sœurs, mon petit frère ainsi que toute ma famille
sans qui rien n'aurait été possible
pour la confiance qu'ils m'ont témoignée
qu'ils reçoivent ici toute ma gratitude et ma reconnaissance

à tous mes amis
à toute la promotion d'automatique de l'année 2012
ainsi que tous ceux qui me sont chers
Merci de tout mon cœur.

Notations et Abréviations

Abréviations

| | |
|------------------|--|
| SAC | Systèmes à commutations |
| SDH | Systèmes dynamiques hybrides |
| GPV | Générateur photovoltaïque |
| PV | Photovoltaïque |
| MLI | Modulation de largeur d'impulsions |
| MPPT | Maximum Power Point Tracking |
| MPPTHA | Maximum Power Point Tracking Hybrid Automata |
| P & O | Perturb and Observ |
| InCond | Incremental conductance |

Notations

| | |
|------------|--|
| σ_z | évènement d'entrée du système discret |
| z | variable de sortie du système continu |
| σ_k | évènement de sortie du système discret |
| $q(t)$ | état discret |
| p | nombre de cellules dans le convertisseur multicellulaire |
| V_{ci} | tensions des condensateurs flottants $i = 1, \dots, p - 1$ |
| V_e | tension d'alimentation |
| V_s | tension de sortie ou de charge |
| I | courant de la charge |
| S_i | ordre de commande de la cellule i |
| E_i | sources de tension flottantes |
| i_{Ei} | courant débité par la source E_i |
| V_{niv} | amplitude du front entre les niveaux de sortie de la structure |
| i_{Ck} | courant traversant le condensateur C_k |
| i_{ch} | courant de charge |
| V_{Sk} | tension aux bornes de l'interrupteur S_k |

| | |
|--------------------------------|--|
| R | résistance de la charge |
| L | inductance de la charge |
| α_i | valeur de la commande S_i |
| Q | ensemble des modes de fonctionnement |
| q_i | les modes de fonctionnement |
| f_{qi} | dynamique continue de chaque mode |
| X_{qi} | espace de définition de la dynamique continue de chaque mode |
| V_c | tension du condensateur flottant |
| V_{cref} | la référence de V_c |
| V_{cref}^-, V_{cref}^+ | limites de variations de V_c |
| I_{ref} | la référence de I |
| I_{ref}^-, I_{ref}^+ | limites de variations de I |
| dV_c | variation de V_c |
| dI | variation de I |
| I_{max}, I_{min} | seuils min et max d'évolution de I |
| E | ensemble des transitions |
| V_{moy} | tension moyenne de sortie |
| $V_{moy,ref}$ | référence de la tension moyenne de sortie |
| $V_{moy,ref}^-, V_{moy,ref}^+$ | limites de variation de la tension moyenne de sortie |
| dV | variation de la tension moyenne de sortie |
| V_{ref} | référence de la tension de sortie |
| V_{c1ref} | référence de de la tension du condensateur C_1 |
| V_{c2ref} | référence de de la tension du condensateur C_2 |
| V_{refmoy} | moyenne de la référence sur une période de découpage |
| I_{pv} | courant du panneau photovoltaïque |
| I_{sc} | courant de court circuit |
| V_{pv} | tension du panneau photovoltaïque |
| V_{oc} | tension du circuit ouvert |
| MPP | point de puissance maximale |
| I_{MPP} | courant du point de fonctionnement optimal |
| V_{MPP} | tension du point de fonctionnement optimal |
| G, G_s | irradiation solaire actuelle et aux conditions standards respectivement |
| T, T_s | température extérieure actuelle et aux conditions standards respectivement |
| I_{pvs} | courant du panneau photovoltaïque aux conditions standards |
| I_{scs} | courant de court circuit aux conditions standards |
| V_{pvs} | tension du panneau photovoltaïque aux conditions standards |
| V_{ocs} | tension du circuit ouvert aux conditions standards |
| k_v | facteur de la régulation proportionnelle de tension |
| k_i | facteur de la régulation proportionnelle du courant |
| dP | variation instantanée de la puissance délivrée par la panneau solaire |
| ΔP | limite de variations de la puissance |

Table des matières

| | |
|--|-----------|
| Introduction générale | vi |
| Partie I | 1 |
| I Commande du Convertisseur Multicellulaire par l'Approche Hybride | 1 |
| 1 Systèmes Dynamiques Hybrides | 2 |
| 1.1 Introduction | 2 |
| 1.2 Définition d'un système dynamique hybride | 2 |
| 1.3 Définition d'un automate hybride | 3 |
| 1.4 Classes des systèmes dynamiques à commutations : | 4 |
| 1.5 Conclusion | 4 |
| 2 Convertisseur Multicellulaire Série | 5 |
| 2.1 Introduction | 5 |
| 2.2 Structure du convertisseur multicellulaire série | 5 |
| 2.3 Propriétés de la structure | 6 |
| 2.4 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants | 8 |
| 2.5 Modélisation du convertisseur multicellulaire | 9 |
| 2.5.1 Modèle instantané | 9 |
| 2.5.2 Modèle moyen | 10 |
| 2.5.3 Modèle harmonique | 11 |
| 2.5.4 Modèle hybride | 11 |
| 2.6 Conclusion | 11 |
| 3 Commande Hybride d'un Convertisseur Multicellulaire Fonctionnant en Hacheur | 12 |
| 3.1 Introduction | 12 |
| 3.2 Modélisation hybride du hacheur en demi pont | 12 |
| 3.3 Commande hybride du courant de charge | 15 |
| 3.4 Résultats de simulations | 18 |
| 3.4.1 Simulations sous conditions constantes | 18 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 3.4.2 | Simulations avec variations de la tension d'alimentation | 20 |
| 3.4.3 | Simulations avec changements de référence | 21 |
| 3.5 | Régulation de la tension de sortie avec commande hybride | 22 |
| 3.6 | Résultats de simulations | 23 |
| 3.6.1 | Simulations sous conditions constantes | 23 |
| 3.6.2 | Simulations avec variations de la tension d'alimentation | 25 |
| 3.6.3 | Simulations avec changements de référence de la tension | 26 |
| 3.7 | Conclusion | 27 |
| 4 | Commande Hybride d'un Convertisseur Multicellulaire Fonctionnant en Onduleur | 28 |
| 4.1 | Introduction | 28 |
| 4.2 | Topologie de l'onduleur en pont complet | 28 |
| 4.3 | Commande de l'onduleur en boucle ouverte | 30 |
| 4.3.1 | Présentation de la stratégie de commande MLI en boucle ouverte | 30 |
| 4.3.2 | Equilibrage naturel des tensions flottantes | 32 |
| 4.4 | Automate hybride de l'onduleur multicellulaire | 36 |
| 4.5 | Résultats de simulations de la commande hybride | 43 |
| 4.5.1 | Commande de l'onduleur sous conditions constantes | 43 |
| 4.5.2 | Commande de l'onduleur avec variations de la tension d'alimentation | 47 |
| 4.5.3 | Commande de l'onduleur avec changements de référence | 48 |
| 4.6 | Conclusion | 49 |
| | Partie II | 49 |
| II | Optimisation d'une Chaîne de Production Photovoltaïque par l'approche SDH | 50 |
| 5 | Energie Photovoltaïque et Problématique MPPT | 51 |
| 5.1 | Introduction | 51 |
| 5.2 | Gisement solaire de l'Algérie | 51 |
| 5.3 | Applications de l'énergie photovoltaïque | 52 |
| 5.4 | Effet Photovoltaïque | 52 |
| 5.5 | Structure générale d'un capteur solaire | 53 |
| 5.6 | Technologie des cellules photovoltaïques | 55 |
| 5.7 | Modélisation électrique d'un module photovoltaïque | 56 |
| 5.8 | Problématique de production de la puissance maximale | 57 |
| 5.8.1 | La connexion directe GPV-charge | 57 |
| 5.8.2 | Nécessité d'un étage d'adaptation | 59 |
| 5.8.3 | Présentation de l'étage d'adaptation | 60 |
| 5.9 | Principe de la recherche du point de puissance maximale | 61 |
| 5.10 | Synthèse des différents MPPT rencontrés dans la littérature | 63 |
| 5.10.1 | Introduction | 63 |
| 5.10.2 | Premier type de commande MPPT | 63 |
| 5.10.3 | Commandes MPPT proportionnelles | 64 |
| 5.10.4 | Commandes MPPT extrémales | 65 |
| 5.10.5 | Commandes intelligentes | 68 |
| 5.11 | Conclusion | 68 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 6 | Développement d'un Nouveau Algorithme de Poursuite de Point de Puissance Maximale avec Automate Hybride | 69 |
| 6.1 | Introduction | 69 |
| 6.2 | Modélisation hybride de la chaine photovoltaïque | 69 |
| 6.3 | Présentation de l'algorithme MPPTHA | 74 |
| 6.4 | Evaluation de performances de l'algorithme MPPTHA | 76 |
| 6.4.1 | Fonctionnement de la chaine sous des conditions constantes | 76 |
| 6.4.2 | Comportement de la chaine face à un changement d'éclairement | 78 |
| 6.4.3 | Comportement de la chaine face à un changement de température | 79 |
| 6.4.4 | Etude de robustesse de l'algorithme vis-à-vis des bruits de mesures | 81 |
| 6.5 | Comparaisons des performances de l'algorithme MPPTHA par rapport aux commandes classiques | 83 |
| 6.5.1 | Comportement de la chaine photovoltaïque sans MPPT | 83 |
| 6.5.2 | Fonctionnement sous conditions constantes | 84 |
| 6.5.3 | Fonctionnement avec variations d'ensoleillement | 87 |
| 6.5.4 | Fonctionnement avec variations de température | 88 |
| 6.6 | Conclusion | 89 |
| 7 | Validation Expérimentale de l'Algorithme MPPTHA | 90 |
| 7.1 | Introduction | 90 |
| 7.2 | Description générale de la maquette expérimentale | 90 |
| 7.3 | Quelques résultats expérimentaux | 94 |
| 7.4 | conclusion | 98 |
| 8 | Conclusion générale | 99 |
| A | Données de simulation | 100 |
| A.1 | Caractéristiques du hacheur multicellulaire en demi pont | 100 |
| A.2 | Caractéristiques de l'onduleur multicellulaire en pont complet | 100 |
| A.3 | Paramètres de simulations de la chaine photovoltaïque | 101 |

Introduction générale

L'électricité étant la forme d'énergie la plus aisée à exploiter, l'ampleur de l'industrialisation mondiale de ces dernières décennies a eu une conséquence directe sur la croissance de la demande énergétique incessante. Ainsi, à la vitesse actuelle de consommation d'énergie, les gisements de combustibles seront épuisés dans un avenir proche. D'une autre part, il y a le taux de pollution atmosphérique qui augmente de plus en plus à cause de ses déchets toxiques. Face à ce dilemme, il s'avère nécessaire de faire appel à des sources d'énergie nouvelles qui seront sans conséquence sur l'homme et l'environnement, qui permettent d'avoir un développement économique respectueux pour l'environnement. L'énergie solaire s'avère une source non conventionnelle et prometteuse pour les applications industrielles et domestiques. De plus que, les progrès scientifiques et techniques de ces dernières années dans ce domaine ont permis d'envisager une utilisation très large de cette source d'énergie et de palier à l'amortissement de la consommation, Ainsi faire un changement profond dans l'économie de la production d'énergie.

un générateur photovoltaïque consiste en une combinaison en série parallèle de plusieurs capteurs solaires. Ces derniers, étant siège de l'effet photoélectrique assurent la production de l'énergie électrique par conversion des photons solaires. En effet, ils constituent des générateurs de petite puissance. Par ailleurs, ils se caractérisent par une relation non linéaire entre le courant et la tension de sortie ce qui fait glisser le point de fonctionnement sur une caractéristique $I(V)$ en fonction de l'impédance de sortie du module ; ainsi, un panneau photovoltaïque ne peut fournir une puissance maximale que pour une seule paire (courant,tension). En outre, ces caractéristiques électriques présentent une sensibilité par rapport aux fluctuations météorologiques ; ce qui engendre un changement de l'emplacement du point de puissance maximale. Par conséquent, les scientifiques ont été amenés à chercher les moyens permettant l'extraction de la puissance potentiel dans le module afin de limiter les pertes énergétiques. La solution communément adoptée est l'utilisation d'un convertisseur statique dans le but d'une adaptation de puissance entre son entrée (le générateur photovoltaïque) et sa charge (la demande du consommateur) afin de poursuivre le point de fonctionnement optimal.

Par ailleurs, le développement fulgurant des applications de l'électronique de puissance en haute tension ainsi que l'élargissement de l'utilisation des convertisseurs statiques dans les systèmes industrielles pour les applications haute tension ont poussé les concepteurs à trouver de nouvelles structures permettant d'atteindre les niveaux de tensions désirés avec des composants d'électronique de puissance disponibles sur le marché. Parmi les solutions proposées, on trouve le convertisseur multicellulaire série, une invention brevetée par Meynard et Foch au début des années 90. Ce convertisseur s'intègre dans la famille des structures multiniveaux, car il permet à la tension de sortie d'évoluer sur plusieurs niveaux fraction de la pleine tension d'entrée, ce qui améliore, par la suite, son spectre harmonique. De même, cette structure apporte une solution pour le problème de conversion d'énergie en haute ten-

sion tel qu'elle permet de répartir la contrainte en tension sur les différents interrupteurs ce qui assure une transmission haute tension avec protection des commutateurs.

Ces dernières décennies, les projets de production d'énergie électrique à grande échelle à base d'énergies renouvelables, particulièrement, le photovoltaïque, ont connu un grand essor ; ce qui a incité les chercheurs à trouver des étages d'adaptation performants assurant d'un côté l'exploitation de la puissance maximale délivrée par le générateur photovoltaïque et d'un autre côté, satisfaire les exigences de l'industrie en matière de qualité et de forte puissance. Ainsi, de notre point de vue, le convertisseur multicellulaire répond parfaitement à ses attentes technologiques.

L'étude menée au cours de ce travail portera donc sur une chaîne photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire série. Le résultat de cette association présente ainsi un comportement hybride du à la présence de variables discrètes (états des interrupteurs) et d'autres continues (les grandeurs physiques, courants et tensions dans la chaîne) simultanément. C'est ainsi que nous avons adopté la théorie des systèmes hybrides pour la modélisation et la commande de la chaîne.

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une suite des travaux entamés au sein du Laboratoire de Commande des Processus sur l'utilisation des convertisseurs multicellulaires série dans les installations photovoltaïques et a principalement trois objectifs. Premièrement, la commande avec l'approche hybride de la tension de sortie du convertisseur multicellulaire fonctionnant en hacheur afin de compléter ce qui a été déjà proposé pour la commande du courant de charge d'un hacheur multicellulaire. Ensuite, une commande hybride d'un onduleur multicellulaire en pont complet est proposée dans le but de faire une contribution aux travaux menés sur le fonctionnement onduleur en appliquant la théorie des systèmes hybrides. Enfin, nous avons procédé au développement d'un nouveau algorithme de poursuite de point de puissance maximale par l'approche hybride afin d'optimiser le fonctionnement d'une chaîne photovoltaïque suivi d'une évaluation de performances de la nouvelle commande sous différentes conditions de fonctionnement. Cette partie a été complétée par une étude comparative entre l'algorithme proposé et des commandes MPPT classiques et terminée par une validation expérimentale.

Le travail a été ainsi organisé en deux parties : La première partie se compose de quatre chapitres, dont les deux premiers sont des introductions sur les théories des systèmes dynamiques hybrides et les propriétés des convertisseurs multicellulaires série. Au cours du troisième chapitre nous avons fait une présentation de la commande du courant de charge par approche hybride ensuite nous avons proposé un automate hybride pour la commande de la tension moyenne de sortie. Le quatrième chapitre a été consacré à l'élaboration de l'algorithme de commande hybride du convertisseur multicellulaire en fonctionnement en onduleur.

Dans la deuxième partie, nous avons entamé une étude pour l'optimisation du fonctionnement de la chaîne photovoltaïque que nous avons commencé par un chapitre introductif sur l'énergie photovoltaïque et la problématique de production de puissance maximale dans lequel nous avons mis en évidence la nécessité d'optimisation de fonctionnement de la chaîne au moyen d'un étage d'adaptation. Ensuite, nous avons fait le développement du nouveau algorithme d'optimisation, dans le chapitre six, accompagné d'une évaluation de performances sous différentes conditions de fonctionnement avec une étude comparative par rapport aux algorithmes MPPT classiques. Dans le dernier chapitre, une étude expérimentale a été présentée afin de valider les performances réelles de l'algorithme proposé.

Première partie

Commande du Convertisseur Multicellulaire par l'Approche Hybride

Systemes Dynamiques Hybrides

1.1 Introduction

Dans toute formulation d'un problème de commande ou d'observation, l'étude se base sur un modèle mathématique pour la représentation des phénomènes physiques du système à étudier ; en recensant les variables et les facteurs jouant un rôle dans l'évolution de sa dynamique. Cependant, les modèles généralement développés ne reflètent pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations de paramètres du système ou à des simplifications de comportements complexes du processus.

1.2 Définition d'un système dynamique hybride

En automatique, les systèmes physiques sont souvent représentés soit par un modèle dynamique continu soit par un modèle à événements discrets. En effet, Chacun de ces domaines a créé un ensemble de théories et de méthodes et développé des solutions performantes, pour régler les problèmes homogènes qui se posent à lui, mais sans toujours intégrer les solutions et les apports de l'autre domaine [LOU 08].

En outre, le modèle est, généralement, choisi en fonction de la nature des phénomènes pris en considération lors de la modélisation. En effet, les systèmes caractérisés par une évolution continue dans le temps sont essentiellement modélisés par des équations différentielles ou aux différences ; au moments où ceux à événements discrets prennent des valeurs dans un espace dénombrable et évoluent d'une manière discontinue dans le temps en fonction des changements discrets [KUR 02]. Néanmoins, la majorité des systèmes complexes réalistes mélangeant le continu et le discret, ils ne peuvent être classés ni dans la catégorie "système continu" ni dans la catégorie "système discret". Ces systèmes appelés "*Systemes Dynamiques Hybrides*" nécessitent alors l'utilisation de modèles hybrides permettant la prise en compte à la fois des variables continues et des variables discrètes ainsi que l'interaction entre elles. Cette approche mixte repose sur une collaboration de deux modèles [BIR 06]. Tel que chaque aspect est décrit sous une forme classique et l'aspect hybride est pris en compte dans l'interface entre les deux modèles. Cette approche est plus complexe et tiens compte des deux aspects d'un système (continu et événementiel).

Le schéma de la figure 1.1 représente la communication entre les parties discrètes et continues au sein d'un système hybride [GOL 89]. Ce schéma se compose de trois couches.

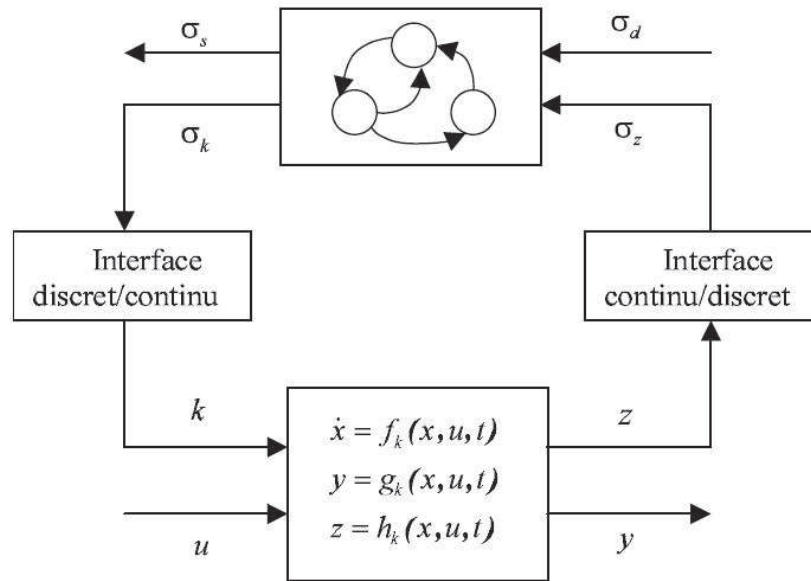


FIGURE 1.1 – Schéma général d'un SDH

Une partie continue définie comme une collection de systèmes différentiels, une partie discrète typiquement représentée par un automate à états finis et une partie servant d'interface de communication entre les deux précédentes. L'interface continue/discret traduit sous forme d'évènements σ_z l'appartenance de la variable de sortie z à des régions de l'espace de sortie, tandis que l'interface discret/continu traduit les évènements de sortie σ_k sous forme de numéro de modèle continu. Ici, le temps continue date les évènements issus de la dynamique discrète.

1.3 Définition d'un automate hybride

Dans cette partie, nous présentons une modélisation spécifique des système dynamiques hybrides, que nous appelons : Les automates hybrides. Cette approche est obtenue par extension de la théorie des automates à états finis en considérant pour chaque location une dynamique continue. En effet, on se base sur "un mode machine" avec plusieurs configurations et évolutions continues dans le temps décrites par des équations différentielles. On note que les changements de l'état discret sont modélisés avec des transitions entre les différents modes, dépendant des conditions et des performances désirées.

Une définition formelle de l'automate hybride considérée la plus générale et générique [BENM 09] est donnée en se basant sur [LYG 03] :

Définition 1.1 :

Un système hybride est défini par :

$$H = \{Q, X, f, Init, D, E, G, R, U\} \quad (1.1)$$

- Q est l'ensemble dénombrable des états discrets.
- X est l'ensemble des états continus.

- $Init$ est l'ensemble des conditions initiales.
- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions
- $D = \{D_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des domaines continus
 $\forall q \in Q, D_q$ est un sous ensemble de \mathfrak{R}^n d'intérieur non vide.
- $U = \{U_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des commandes admissibles.
 $\forall q \in Q, U_q$ est un sous ensemble de \mathfrak{R}^p d'intérieur non vide.
- $f = \{f_q; q \in Q\}$ est l'ensemble des champs de vecteurs décrivant les dynamiques du système. $\forall q \in Q, f_q : D_q \times U_q \rightarrow \mathfrak{R}^n$
- $G = \{G_e; e \in E\}$ est l'état de garde. $\forall e = (q; q') \in E, G_e \subset D_q$
- $R = \{R_e; e \in E\}$ est l'ensemble des fonctions reset.
 $\forall e = (q; q') \in E, R_e : G_e \rightarrow 2^{D_{q'}}$ où $2^{D_{q'}}$ dénote l'ensemble des parties de $D_{q'}$. On suppose que pour tout $x \in G_e, R_e(x) \neq \phi$

1.4 Classes des systèmes dynamiques à commutations :

Le formalisme des SDH est très général et englobe de nombreuses classes de modèles. Nous nous intéressons dans cette section à celle qui a un rapport avec notre mémoire : les systèmes dynamiques à commutations (SAC : Switches systems) caractérisés par des transitions discrètes type commutation. Cette classe est probablement l'une des plus importantes classes des systèmes hybrides [BENM 09]. De même, la variable discrète $q(t)$, dans un système dynamique hybride à commutations, n'est pas vue comme une variable d'état discrète. Plutôt, elle est considérée soit comme une variable de contrôle de la dynamique continue soit comme un évènement sans mémoire. Par conséquent, suivant la définition établie dans le paragraphe précédent, on peut donner une définition du SAC comme suit [BENM 09] :

Un système dynamique hybride est dit à commutations, s'il vérifie la propriété suivante :

Définition 1.2 :

$$\forall e = (q, q') \in E, G_e = D_q$$

On remarque que la frontière du domaine de validation correspond à la condition de commutation.

1.5 Conclusion

En tenant compte de ces définitions, on peut conclure que plusieurs systèmes physiques sont de nature hybride dont une grande partie peut être modélisée comme un SAC . Particulièrement, les convertisseurs de puissance sont des SAC du fait que leur évolution continue dépend des commutations conditionnées de leurs interrupteurs. Ainsi, nous nous intéressons dans le présent travail à l'application de l'approche hybride sur des systèmes à base de convertisseurs de puissance. Surtout qu'un effort particulier a été porté à l'étude de cette classe en utilisant l'approche hybride pour deux raisons principales. D'un côté, elle est suffisamment riche pour permettre une modélisation réaliste de nombreux problèmes. D'un autre côté, sa simplicité relative qui permet la conception d'outils algorithmiques pour l'analyse et la commande.

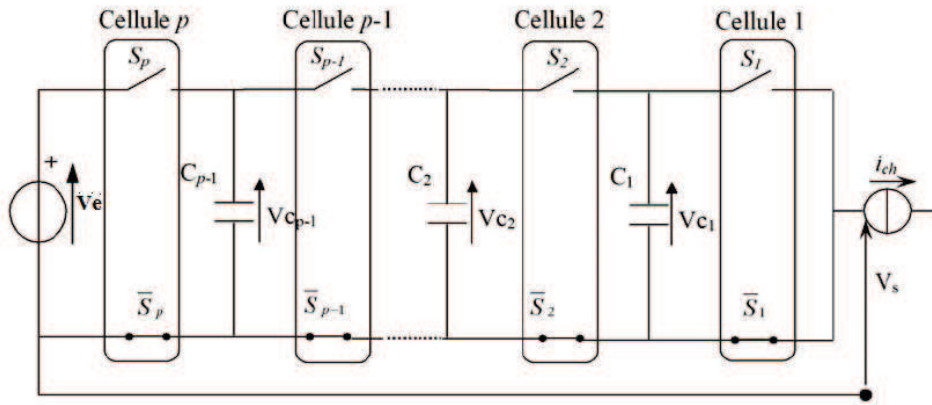
Convertisseur Multicellulaire Série

2.1 Introduction

L'électronique de puissance a connu un essor technologique important du au développement de l'industrie des semi-conducteurs de puissance. D'un autre côté, l'élargissement de l'utilisation des systèmes de conversion d'énergie était un facteur très important dans cette évolution. Par ailleurs, l'industrie actuelle requiert, de plus en plus, l'exploitation des convertisseurs statiques pour des applications haute puissance. C'est ainsi que, pour répondre à cette nécessité d'augmentation en puissance, les concepteurs ont été amenés à chercher de nouvelles structures de conversion. Seulement, il faut remarquer que l'augmentation de puissance d'une application passe par une augmentation de la tension ou du courant et même souvent des deux paramètres. Cependant, pour des raisons d'efficacité, l'augmentation de la puissance transmise est généralement obtenue par une augmentation de la tension [GAT 02]. Tel qu'on utilise, pour des applications industrielles de quelques *mégawatts*, des tensions de l'ordre du *kilovolt*. Or, des interrupteurs de ce rang sont généralement non disponibles sur le marché. Par conséquent, les systèmes de conversions proposés étaient basés sur des associations de structures élémentaires selon différentes formes. La première solution consiste en l'association de plusieurs convertisseurs statiques, afin de pouvoir traiter la puissance souhaitée. La deuxième solution consiste elle à associer directement des composants semi-conducteurs, pour d'obtenir un "*macro-composant*" possédant les caractéristiques satisfaisantes en tension et/ou en courant. Enfin, la troisième solution consiste cette fois à associer non pas des composants mais des cellules de commutations élémentaires. Les cellules ainsi associées se partagent les contraintes imposées par l'application et la tension appliquée aux bornes des interrupteurs est réduite. De plus, avec cette configuration, on peut atteindre de hauts niveaux de tension avec des éléments standards de bas prix [GAT 97, MEY 92, MEY 02]. Parmi les principales structures de ce type, on trouve les convertisseurs multicellulaires série ou à cellules imbriquées. Une topologie apparue au début des années 90 suite à un brevet déposé par Meynard et Foch [MEY 91].

2.2 Structure du convertisseur multicellulaire série

Les convertisseurs multicellulaires ont été imaginés dans le double but de générer une tension de sortie multiniveaux, et de réduire les contraintes en tension sur les composants de puissance [MEY 92]. La topologie présentée dans la figure 2.1 représente une structure multicellulaire à p cellules de commutation séparées les unes des autres par $(p - 1)$ condensateurs flottants[AIM 03]. Cette structure peut être adaptée à toutes les configurations : montage en hacheur ou en onduleur, en demi pont ou en pont complet.


 FIGURE 2.1 – Bras multicellulaire à p cellules de commutation

Les tensions des condensateurs sont notées par V_{ci} avec $i = 1, \dots, p - 1$ et la tension de sortie par V_s , qui est également la tension de charge. On note que cette tension peut évoluer sur $p + 1$ niveaux.

Un fonctionnement normal de cette structure à p cellules est obtenu si les tensions aux bornes des condensateurs sont équilibrées autour d'une certaine fraction de la tension du bus continu, exprimée par [AIM 03, BENM 10] :

$$V_{ci} = i \cdot \frac{V_e}{p} \quad i = 1, \dots, p - 1 \quad (2.1)$$

Ayant cette condition vérifiée, chaque condensateur flottant aura le rôle d'une source idéale de tension.

L'ordre de commande de chaque cellule i est représenté par la fonction temporelle S_i avec $i = 1, \dots, p$. Cette fonction (S_i) sera également appelée état de la cellule i . Elle permet aussi de déterminer l'état du convertisseur. Par convention, nous définissons les fonctions de connexion de la manière suivante :

- $S_k = 1 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est passant, et celui du bas est bloqué.
- $S_k = 0 \Leftrightarrow$ L'interrupteur du haut de la $k^{\text{ème}}$ cellule est bloqué, et celui du bas est passant.

2.3 Propriétés de la structure

La structure de base d'un convertisseur multicellulaire série commence par l'association de deux cellules élémentaires de commutation, comme montré sur la figure 2.2.

Etant donné que la cellule peut être considérée comme un système binaire, l'association de deux cellules donne 2^2 états possibles dont les caractéristiques principales sont résumées par la table 2.1.

| Etat cellule 2 | Etat cellule 1 | V_{s2} | V_{s1} | i_2 | i_1 | V_s |
|----------------|----------------|-------------|----------|-------|--------|-------------|
| 0 | 0 | $E_2 - E_1$ | E_1 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 1 | $E_2 - E_1$ | 0 | 0 | i_s | E_1 |
| 1 | 0 | 0 | E_1 | i_s | $-i_s$ | $E_2 - E_1$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | i_s | 0 | E_2 |

 TABLE 2.1 – Caractéristiques principales de l'association de 2 cellules ($E_1=E$ et $E_2=E/2$)

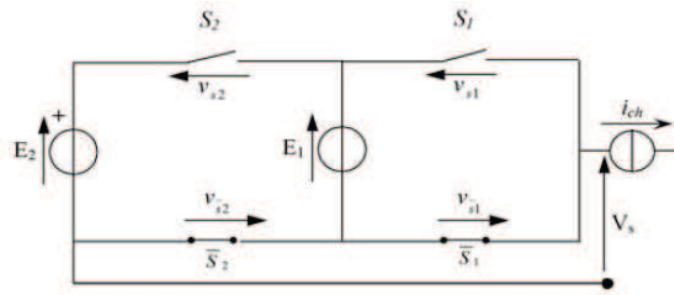


FIGURE 2.2 – Association de deux cellules de commutation [BENA 10]

Soit :

$$V_s = S_1(E_1) + S_2(E_2 - E_1) \quad (2.2)$$

où : S_1 et S_2 représentent les états des cellules 1 et 2 respectivement.

Si la tension d'alimentation principale E_2 est partagée équitablement parmi les interrupteurs mis en série, la source de tension E_1 doit être égale à $E_2/2$. Par ailleurs, cette même valeur va nous permettre d'avoir une tension multiniveaux en sortie du convertisseur dont les valeurs sont égales à 0, E_2 et $E_2/2$.

| Etat cellule 2 | Etat cellule 1 | V_{s2} | V_{s1} | V_s |
|----------------|----------------|----------|----------|----------|
| 0 | 0 | $1/2E_2$ | $1/2E_2$ | 0 |
| 0 | 1 | $1/2E_2$ | 0 | $1/2E_2$ |
| 1 | 0 | 0 | $1/2E_2$ | $1/2E_2$ |
| 1 | 1 | 0 | 0 | E_2 |

TABLE 2.2 – Caractéristiques principales de l'association de deux cellules : Convertisseur à 3 niveaux

On peut généraliser la méthode précédente pour exprimer les grandeurs principales d'une association de p cellules de commutation.

Les grandeurs caractéristiques de l'association de p cellules de commutation sont définies dans le tableau 2.3 :

| | |
|--|----------------------------|
| Nombre de cellules associées | p |
| Nombre d'états possibles | 2^p |
| Nombre de niveaux de tension en sortie | $p + 1$ |
| Valeur de la tension principale d'alimentation | V_e |
| Valeur de la source de tension de la cellule i | $V_{ci} = \frac{i}{p} V_e$ |

 TABLE 2.3 – Définition des grandeurs caractéristiques de l'association de p cellules de commutation

Nous avons, aussi, les expressions suivantes :

Tension de sortie :

$$V_s = \sum_{i=1}^p (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i \quad (2.3)$$

Avec : $E_0 = 0$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{s_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{s}_i} = (E_i - E_{i-1}) \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (2.4)$$

Les courants débités par les sources de tension sont :

$$i_{E_i} = (S_i - S_{i+1}) \cdot i_s \quad (2.5)$$

En utilisant la relation entre les différentes sources de tension exprimée par :

$$V_{c_i} = \frac{i}{p} V_e \quad (2.6)$$

les expressions des tensions citées ci-dessus peuvent être simplifiées :

Tension de sortie :

$$V_s = \frac{V_e}{p} \sum_{i=1}^p S_i \quad (2.7)$$

Tensions des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{s_i} = \frac{V_e}{p} \cdot \bar{S}_i & (a) \\ V_{\bar{s}_i} = \frac{V_e}{p} \cdot S_i & (b) \end{cases} \quad (2.8)$$

En résumé, l'association de cellules de commutation pour aboutir à une structure multi-niveaux obéit à la définition des grandeurs établies sur le tableau 2.3 ainsi qu'aux relations [2.6-2.8] [BENA 10].

2.4 Dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants

Comme déjà énoncé précédemment, afin d'assurer un fonctionnement normal du convertisseur multicellulaire, la dynamique des tensions flottantes doit suivre celle de la tension d'alimentation principale E , de sorte à maintenir l'équilibrage de la contrainte en tension aux bornes des différents semi-conducteurs de puissance de la structure multiniveaux. Cet équilibrage de tensions doit être assuré aussi bien en régime transitoire qu'en régime statique [GUT 01]. Il est souhaitable que la tension aux bornes des condensateurs flottants puisse suivre la tension d'entrée selon l'équation 2.6.

La figure 2.3 présente une dynamique idéale des tensions des condensateurs flottants dans le cas d'une association de 4 cellules de commutation [BENA 10].

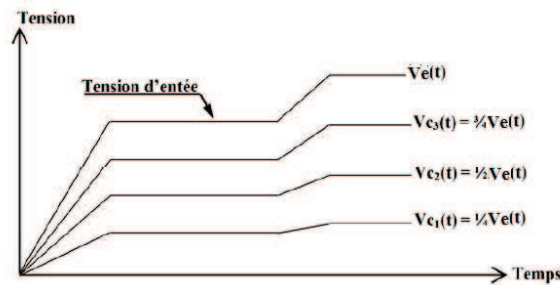


FIGURE 2.3 – Dynamique idéale de la tension des condensateurs flottants

Ainsi, l'évolution de la dynamique des tensions aux bornes des condensateurs doit se rapprocher le plus possible de cet exemple afin de garantir un fonctionnement correct de la structure multicellulaire. Car cette dynamique est responsable, d'une part, du partage équilibré de la tension d'entrée parmi les semi-conducteurs mis en série, et d'autre part, elle assure une sortie de tension multiniveaux dont l'amplitude des niveaux est égale à :

$$V_{niv}(t) = \frac{V_e(t)}{i} \quad (2.9)$$

2.5 Modélisation du convertisseur multicellulaire

En fonction de l'objectif visé et le type de commande à utiliser, on distingue quatre modèles différents pour un bras multicellulaire série, en considérant une structure multicellulaire associée à une charge $R - L$ comme présenté sur 2.4.

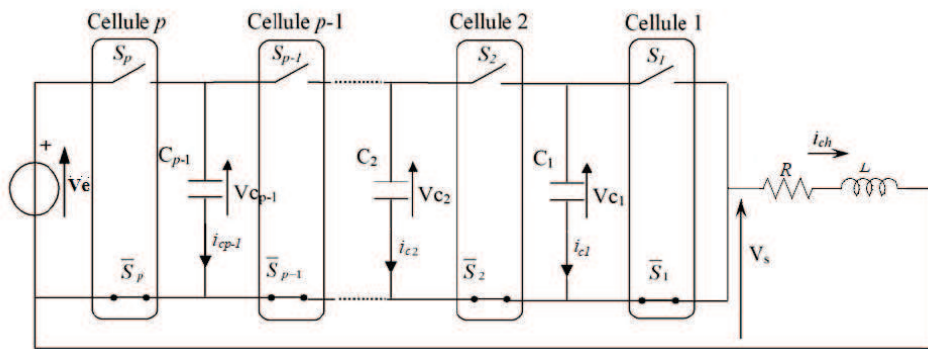


FIGURE 2.4 – Bras multicellulaire à p cellules associé à une charge $R - L$

2.5.1 Modèle instantané

Le modèle exact ou instantané est un modèle qui prend en compte les commutations des interrupteurs et les grandeurs instantanées des variables d'état du convertisseur. Il permet de représenter l'état de chacune des cellules de commutation du convertisseur à l'échelle de la période de découpage et les phénomènes harmoniques liés à la commande des interrupteurs [TAC 98].

Pour établir ce modèle, on prend deux cellules (S_k/\bar{S}_k et S_{k+1}/\bar{S}_{k+1}) avec leur condensateur flottant (C_k). L'évolution de la tension aux bornes du condensateur C_k est liée à l'évolution du courant i_{C_k} , ce dernier étant fonction de l'état des cellules adjacentes (cellule $k + 1$ et cellule k) et du courant de charge i_{ch} [BENM 09].

Le courant du condensateur est exprimé par la relation :

$$i_{C_k} = (S_{k+1} - S_k) i_{ch} \quad (2.10)$$

La tension aux bornes du condensateur C_k est liée au courant i_{C_k} par :

$$i_{C_k} = C_k \frac{dV_{C_k}}{dt} \quad (2.11)$$

Donc, il vient :

$$\frac{dV_{C_k}}{dt} = \frac{(S_{k+1} - S_k)}{C_k} i_{ch} \quad (2.12)$$

Cette équation est généralisable aux $p - 1$ condensateurs flottants.

De même, d'après la loi des mailles, la tension de sortie V_s est la somme des tensions aux bornes des interrupteurs \bar{S}_k . Ces tensions sont définies par :

$$V_{\bar{s}k} = (V_{Ck} - V_{Ck-1}) S_k \quad (2.13)$$

D'où la tension aux bornes de la charge V_s :

$$V_s = \sum_{k=1}^p V_{\bar{s}k} = \sum_{k=1}^p (V_{Ck} - V_{Ck-1}) S_k \quad (2.14)$$

Avec $V_{C0} = 0$ et $V_{Cp} = V_e$.

L'évolution du courant dans la charge est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{V_s}{L} - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (2.15)$$

Par substitution de l'équation 2.15 dans l'équation 2.14, nous trouvons :

$$\frac{di_{ch}}{dt} = \frac{S_1 - S_2}{L} V_{C1} + \frac{S_2 - S_3}{L} V_{C2} + \dots + \frac{S_{p-1} - S_p}{L} V_{C_{p-1}} + \frac{S_p}{L} V_e - \frac{R}{L} i_{ch} \quad (2.16)$$

Finalement, le modèle représentant un bras multicellulaire série à p cellules associé à une charge $R - L$ est regroupé dans le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dV_{C1}}{dt} = \frac{S_2 - S_1}{C_1} i_{ch} \\ \frac{dV_{C2}}{dt} = \frac{S_3 - S_2}{C_2} i_{ch} \\ \vdots \\ \frac{dV_{C_{p-1}}}{dt} = \frac{S_p - S_{p-1}}{C_{p-1}} i_{ch} \\ \frac{di_{ch}}{dt} = \frac{S_1 - S_2}{L} V_{C1} + \frac{S_2 - S_3}{L} V_{C2} + \dots + \frac{S_{p-1} - S_p}{L} V_{C_{p-1}} + \frac{S_p}{L} V_e - \frac{R}{L} i_{ch} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

2.5.2 Modèle moyen

Afin d'utiliser des théories de commandes continues, le modèle du système ne doit contenir que des signaux continus. Pour ce faire, on remplace les commandes des interrupteurs S_i par leurs valeurs moyennes α_i sur une période de découpage T_d .

Ainsi on calcule [BENZ 11] :

$$\alpha_i = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} S_i dt \quad (2.18)$$

On note que cette procédure n'est valide que si les constantes de temps du système sont beaucoup plus grandes que la période de découpage T_d .

Par la suite, la forme générale du modèle moyen est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{x}_1 = \frac{1}{C_1}(\alpha_2 - \alpha_1) x_p \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C_2}(\alpha_3 - \alpha_2) x_p \\ \vdots \\ \dot{x}_{p-1} = \frac{1}{C_{p-1}}(\alpha_p - \alpha_{p-1}) x_p \\ \dot{x}_p = -\frac{1}{L}(\alpha_2 - \alpha_1) x_1 - \frac{1}{L}(\alpha_3 - \alpha_2) x_2 - \dots + \frac{V_e}{L}\alpha_p - \frac{R}{L} x_p \end{array} \right. \quad (2.19)$$

avec :

$$x = [V_{c1}, V_{c2}, V_{c3}, \dots, V_{cp-1}, i_{ch}]$$

Comme présenté ci-dessus, le modèle aux valeurs moyennes utilise le rapport cyclique comme seule information concernant la cellule de commutation, le déphasage n'étant pas pris en compte. Ceci implique que le modèle moyen ne permet pas de mettre en évidence les phénomènes harmoniques [BENM 09]. Ainsi, on peut conclure que la perte d'information liée à l'utilisation du modèle moyen n'est pas négligeable, malgré le fait qu'il peut suffisamment décrire le système dans le but de la synthèse d'une commande performante qui agit sur les rapports cycliques des cellules de commutation [GAT 97].

2.5.3 Modèle harmonique

Le modèle harmonique est le résultat d'une modélisation reposant sur la décomposition en série de Fourier[BENM 09]. On procède à un tel type de modélisation afin d'avoir des modèles, non limités aux composantes continues présentes sur les variables d'états, mais incluant tous les harmoniques ; ce qui permettra de prendre en compte certains phénomènes tel que l'équilibrage naturel des tensions flottantes dû aux courants harmoniques[GAT 97]. Cependant, l'obtention d'un tel modèle n'est évidemment pas une chose aisée.

2.5.4 Modèle hybride

Le convertisseur multicellulaire présente plusieurs configurations, par combinaison des différents états des cellules, qui peuvent commuter entre elles pour suivre un fonctionnement désiré. En considérant les interrupteurs utilisés idéaux, chaque configuration présente une évolution particulière des variables continues du système (tensions et courants) décrite par un système d'équations linéaires. Cette interaction entre des variables continues et d'autres discrètes donne au système global une nature hybride. En effet, le convertisseur multicellulaire peut être représenté par un ensemble de sous systèmes continus gouvernés par un ensemble de transitions discrètes, ce qui permet d'adopter la théorie des systèmes dynamique hybrides pour la modélisation comme nous allons le voir dans les chapitres suivants.

2.6 Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté la topologie d'un convertisseur multicellulaire. Ensuite, nous avons détaillé les propriétés caractérisant cette structure. Particulièrement, nous avons mis en évidence l'importance de l'équilibrage des tensions flottantes afin de pouvoir en profiter des avantages qu'offre un convertisseur multicellulaire par rapport à une structure classique. Nous avons fini le chapitre par une présentation des différents modèles d'un convertisseur multicellulaire développés dans la littérature.

Commande Hybride d'un Convertisseur Multicellulaire Fonctionnant en Hacheur

3.1 Introduction

Dans le présent chapitre, nous allons étudier le fonctionnement d'un bras multicellulaire en hacheur. tout d'abord, nous allons procéder à une modélisation hybride du convertisseur. Ensuite, nous présentons un algorithme de commande sous forme d'automate hybride qui permet de faire la régulation du courant de sortie avec respect du mode de travail du convertisseur. Puis, en se basant sur l'automate de régulation de courant, nous allons développer un autre automate hybride pour faire la régulation de la tension moyenne de sortie autour d'une valeur de référence. On note que, pour simplifier l'étude et les notations de base, nous allons considérer un convertisseur multicellulaires à deux cellules imbriquées pour le développement des algorithmes. Les deux parties seront accompagnées avec de résultats de simulations afin de valider les commandes proposées.

3.2 Modélisation hybride du hacheur en demi pont

La structure adoptée pour le développement de ce chapitre est illustrée sur la figure 3.2, un bras multicellulaire à deux cellules imbriquées séparées par un condensateur flottant.

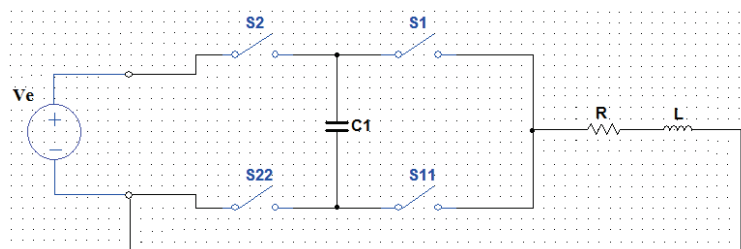


FIGURE 3.1 – La structure d'un bras multicellulaire à deux cellules

Ce convertisseur se caractérise par une tension de sortie qui évolue sur trois niveaux suivant quatre modes de fonctionnement possibles. les différentes configurations sont exposées

sur la figure 3.2

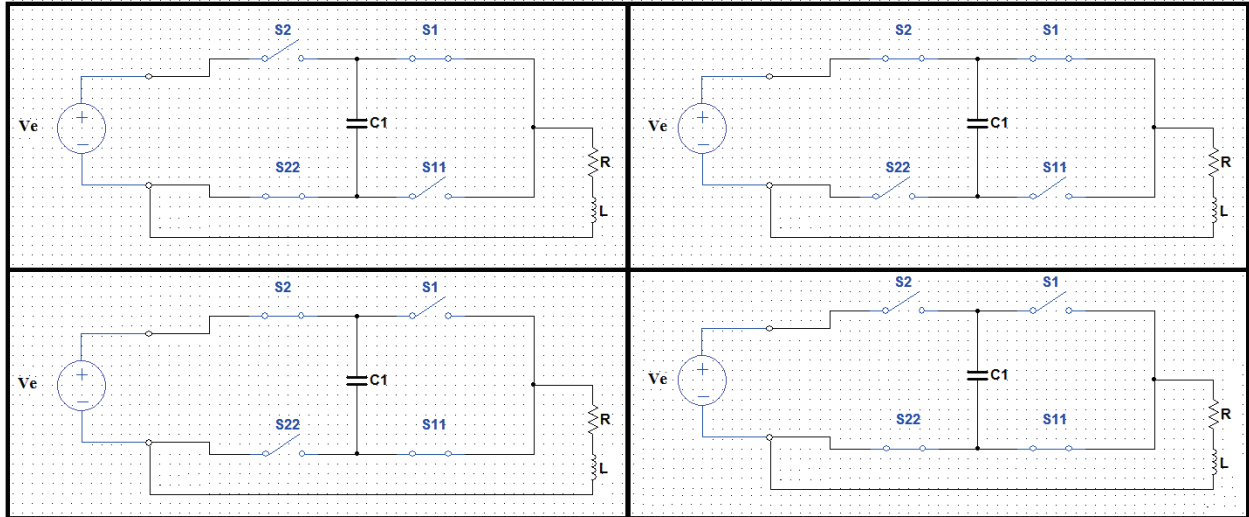


FIGURE 3.2 – Les quatre modes de fonctionnement d'un bras de conversion multicellulaire

Dans ce qui suit, nous allons expliciter la modélisation du système en fonctionnement en hacheur, suivant le formalisme de Lygeros [LYG 03] appliqué par Benmansour au convertisseur multicellulaire [BENM 09].

Le comportement du convertisseur est décrit par le système d'équations dynamiques 3.1 :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{S2-S1}{C1} \\ \frac{S1-S2}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Les variables discrètes sont les états des interrupteurs ; où chaque interrupteur prend deux valeurs (0 ou 1). C'est ainsi que nous distinguons quatre modes d'opération donnés par :

$$Q = (q_1, q_2, q_3, q_4)$$

Où chaque mode est défini sur l'espace $X_{q_i} = \mathfrak{R}^2, \forall q_i \in Q$ avec une dynamique continue définie par :

$$\dot{x} = f_q(x) = A(q)x + b(q) \quad (3.2)$$

Tel que $x = [V_c \ I]^T$ représente le vecteur d'état du système, où : V_c est la tension du condensateur flottant et I le courant de charge.

Ainsi nous pouvons décrire chaque mode comme suit :

Mode $q = q_1$: $S1 = 1$ et $S2 = 0$

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q1}(x) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{-1}{C1} \\ \frac{1}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x \quad (3.3)$$

L'énergie est fournie à la charge par la source flottante. Le condensateur se décharge et son énergie est retournée vers la charge. Le système reste en ce mode aussi longtemps que la

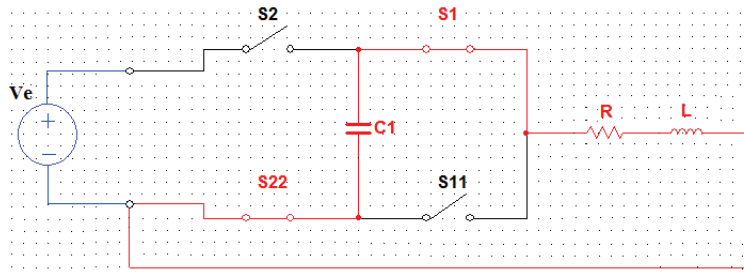


FIGURE 3.3 – Le convertisseur multicellulaire dans le mode q_1

tension terminale du condensateur ne diminue pas au dessous d'une valeur tolérée. Si cette condition est violée alors le système commute vers le mode q_2 ou q_4 (figure 3.3).

Mode $q = q_2$: $S1 = 1$ et $S2 = 1$

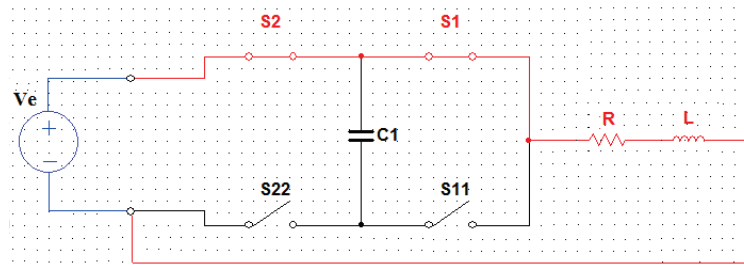


FIGURE 3.4 – Le convertisseur multicellulaire dans le mode q_2

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q_2}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source d'alimentation E. Ainsi, le courant de charge augmente et la tension aux bornes du condensateur flottant reste constante. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant ne dépasse pas une valeur donnée ou quand la tension du condensateur est équilibrée. Si une de ces conditions est violée, alors le système commute vers le mode q_3 ou q_1 (figure 3.4).

Mode $q = q_3$: $S1 = 0$ et $S2 = 1$

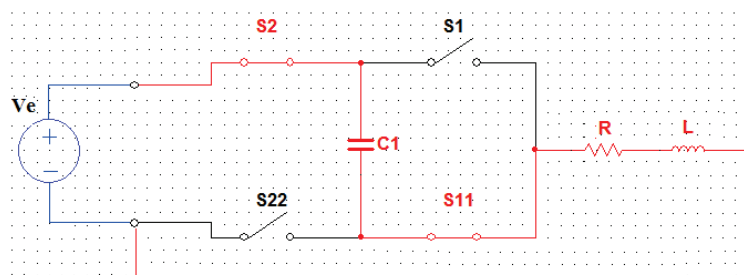


FIGURE 3.5 – Le convertisseur multicellulaire dans le mode q_3

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q3}(x) = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C_1} \\ \frac{-1}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source de tension E . Elle permet d'alimenter la charge et de charger le condensateur flottant en même temps. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que la tension du condensateur n'excède pas la tension tolérée. Si cette condition est violée le système commute vers le mode q_2 ou q_4 (figure 3.5).

Mode $q = q_4$: $S1 = 0$ et $S2 = 0$

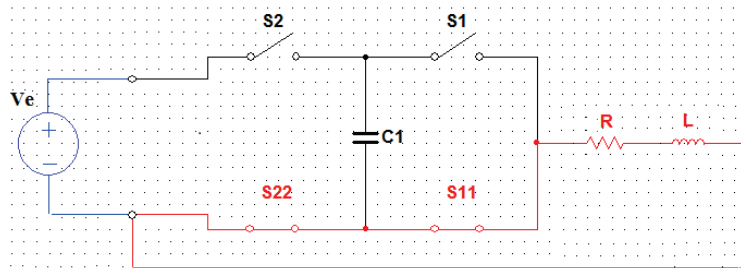


FIGURE 3.6 – Le convertisseur multicellulaire dans le mode q_4

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q3}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x \quad (3.6)$$

Dans ce cas, aucune source de tension n'est appliquée aux bornes de la charge. On est dans la phase de roue libre. La tension flottante du condensateur n'évolue pas mais le courant de charge diminue exponentiellement. Le système demeure dans ce mode aussi longtemps que le courant n'est pas inférieur à une valeur donnée, et si la tension demeure équilibrée. Si une de ces conditions est violée, le système commute vers le mode q_1 ou q_3 (figure 3.6).

La figure 3.7 représente l'automate hybride du convertisseur à deux cellules ; avec T_{ij} les transitions entre les différents modes définies en fonction des conditions d'invariance. Si une condition d'un mode courant est violée, le système doit commuter vers un autre mode selon la transition vérifiée afin de retrouver son équilibre tout en respectant les règles d'adjacence.

3.3 Commande hybride du courant de charge

Cette section sera consacré pour la présentation de l'algorithme de commande par approche hybride établi par Benmansour dans [BENM 09] en vue de la régulation du courant de charge en respectant l'équilibrage des tensions flottantes.

Etant donné qu'en pratique le maintien des tensions des condensateurs et du courant de charge constants est impossible [BOU 08], on définit les limites de variation des variables d'état comme suit :

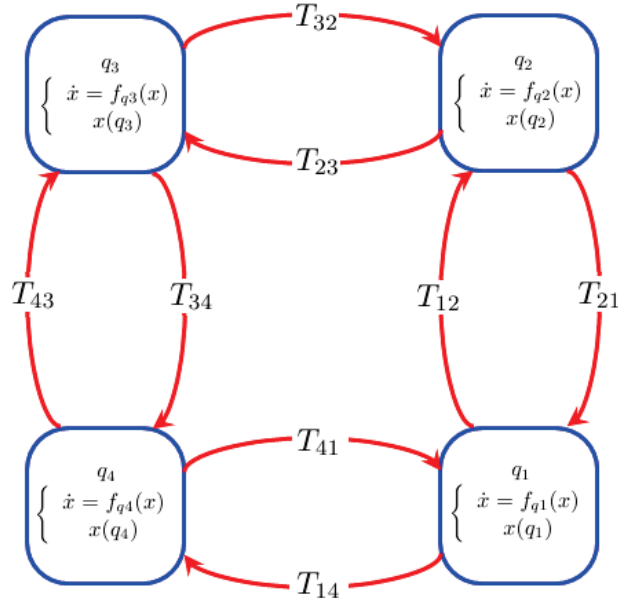


FIGURE 3.7 – Schéma de l'automate hybride d'un convertisseur à deux cellules

$$V_{cref}^- < V_c < V_{cref}^+ \quad (3.7)$$

$$I_{ref}^- < I < I_{ref}^+ \quad (3.8)$$

tels que :

$$V_{cref}^+ = V_{cref} + dV_c$$

$$V_{cref}^- = V_{cref} - dV_c$$

$$I_{ref}^+ = I_{ref} + dI$$

$$I_{ref}^- = I_{ref} - dI$$

On définit aussi les seuils minimal et maximal d'évolution du courant de charge par I_{min} et I_{max} .

Par la suite, nous pouvons donner les conditions d'invariance pour chaque mode :

Invariance du mode q_1 : cette invariance est donnée par :

$$X(q_1) = \left\{ x \in \mathfrak{R}^2 : \begin{array}{c} (V_c > V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{max}) \\ \vee \\ (|V_c - V_{cref}| \leq dV_c) \wedge (|I - I_{ref}| \leq dI) \end{array} \right\} \quad (3.9)$$

Invariance du mode q_2 :

$$X(q_2) = \left\{ x \in \mathfrak{R}^2 : \begin{array}{c} (|V_c - V_{cref}| \leq dV) \wedge (I < I_{ref}^-) \\ \vee \\ I \leq I_{min} \end{array} \right\} \quad (3.10)$$

Invariance du mode q_3 :

$$X(q_3) = \left\{ x \in \mathfrak{R}^2 : \begin{array}{c} (V_c < V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{max}) \\ \vee \\ (|V_c - V_{cref}| \leq dV_c) \wedge (|I - I_{ref}| \leq dI) \end{array} \right\} \quad (3.11)$$

Invariance du mode q_4 :

$$X(q_4) = \left\{ x \in \mathfrak{R}^2 : \begin{array}{c} (|V_c - V_{cref}| \leq dV) \wedge (I > I_{ref}^+) \\ \vee \\ I \geq I_{max} \end{array} \right\} \quad (3.12)$$

Nous allons à présent établir les conditions de transition afin de commander ce convertisseur pour qu'il obéisse aux objectifs de commandes.

L'ensemble des transitions entre les différents modes est défini par :

$$E = \left\{ \begin{array}{l} (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, 4 \\ (q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_1, q_4), (q_4, q_1) \\ (q_3, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_4), (q_4, q_3) \end{array} \right\} \quad (3.13)$$

Sachant que les transitions : (q_1, q_3) , (q_3, q_1) , (q_2, q_4) , et (q_4, q_2) ne sont pas tolérées parce qu'elles ne se conforment pas à la règle d'adjacence. Autrement dit, dans une succession de commande, on a plus d'un changement d'état au niveau des différentes cellules.

Ainsi, les conditions de transition possibles entre les divers modes, en tenant compte du principe de fonctionnement du convertisseur, et en respectant les règles d'adjacence sont définies par les ensembles $G(q_i, q_j)$ suivants :

$$G(q_1, q_2) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \leq I_{min})]\} \quad (3.14)$$

$$G(q_2, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)]\} \quad (3.15)$$

$$G(q_2, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c \leq V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)]\} \quad (3.16)$$

$$G(q_3, q_2) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{min} < I < I_{ref}^+)] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I \leq I_{min})]\} \quad (3.17)$$

$$G(q_3, q_4) = \{x \in R^2 : [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (I \geq I_{max})]\} \quad (3.18)$$

$$G(q_4, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c \leq V_{cref}^-) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})]\} \quad (3.19)$$

$$G(q_4, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})]\} \quad (3.20)$$

$$G(q_1, q_4) = \{x \in R^2 : [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (I_{ref}^- < I < I_{max})] \vee [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (I \geq I_{max})]\} \quad (3.21)$$

Les conditions établies précédemment permettent d'assurer l'équilibrage de la tension du condensateur flottant V_c , ainsi que la régulation du courant de charge autour d'une valeur de référence I_{ref} .

Les conditions initiales du système sont définies par :

$$Init = \{q_2\} \times \{x \in R^2 : (V_c < V_{cref}^-) \wedge (I < I_{min})\} \quad (3.22)$$

afin de faciliter la convergence de la tension du convertisseur flottant.

On note aussi qu'il n'y a pas de saut pendant les transitions, car il n'y a pas de variations brusques du courant à cause de la nature inductive de la charge. De plus, on n'a pas de variations instantanées de la tension du condensateur. Par conséquent, les trajectoires des variables sont continues.

3.4 Résultats de simulations

Utilisant l'environnement Sateflow de Matlab, nous avons simulé le convertisseur multicellulaire commandé avec la commande hybride du courant de charge présentée.

Les paramètres du système utilisées sont résumés en annexe par la table A.3.

3.4.1 Simulations sous conditions constantes

Le premier test effectué a porté sur le fonctionnement du convertisseur avec une tension d'alimentation de 200 V, débitant sur une charge constante. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.8.

Ces résultats montrent que le courant rejoint sa valeur de référence avec un temps de réponse appréciable de l'ordre des dixième de millièème de secondes. D'un autre côté, l'allure de la tension de sortie présente une phase transitoire suivie d'un régime permanent. On explique cette variation de tension par le lien qui existe entre l'évolution de la tension du condensateur flottant et les niveaux de la tension de sortie. En effet, le régime permanent n'est atteint que lorsque la tension flottante V_c est égale à sa valeur de référence V_{cref} , comme illustrée sur la figure 3.8. Par ailleurs, l'évolution de l'algorithme de commande est présentée sur la figure 3.9.

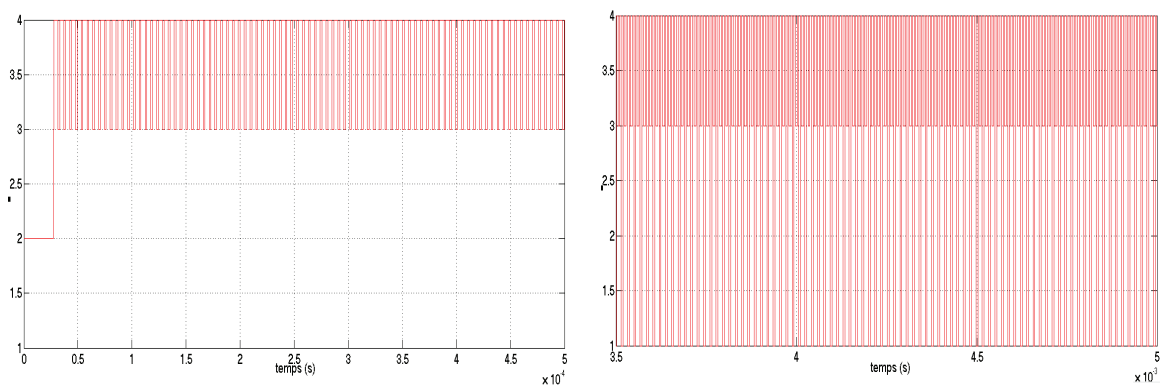


FIGURE 3.9 – Evolution de l'algorithme de commande du courant de charge

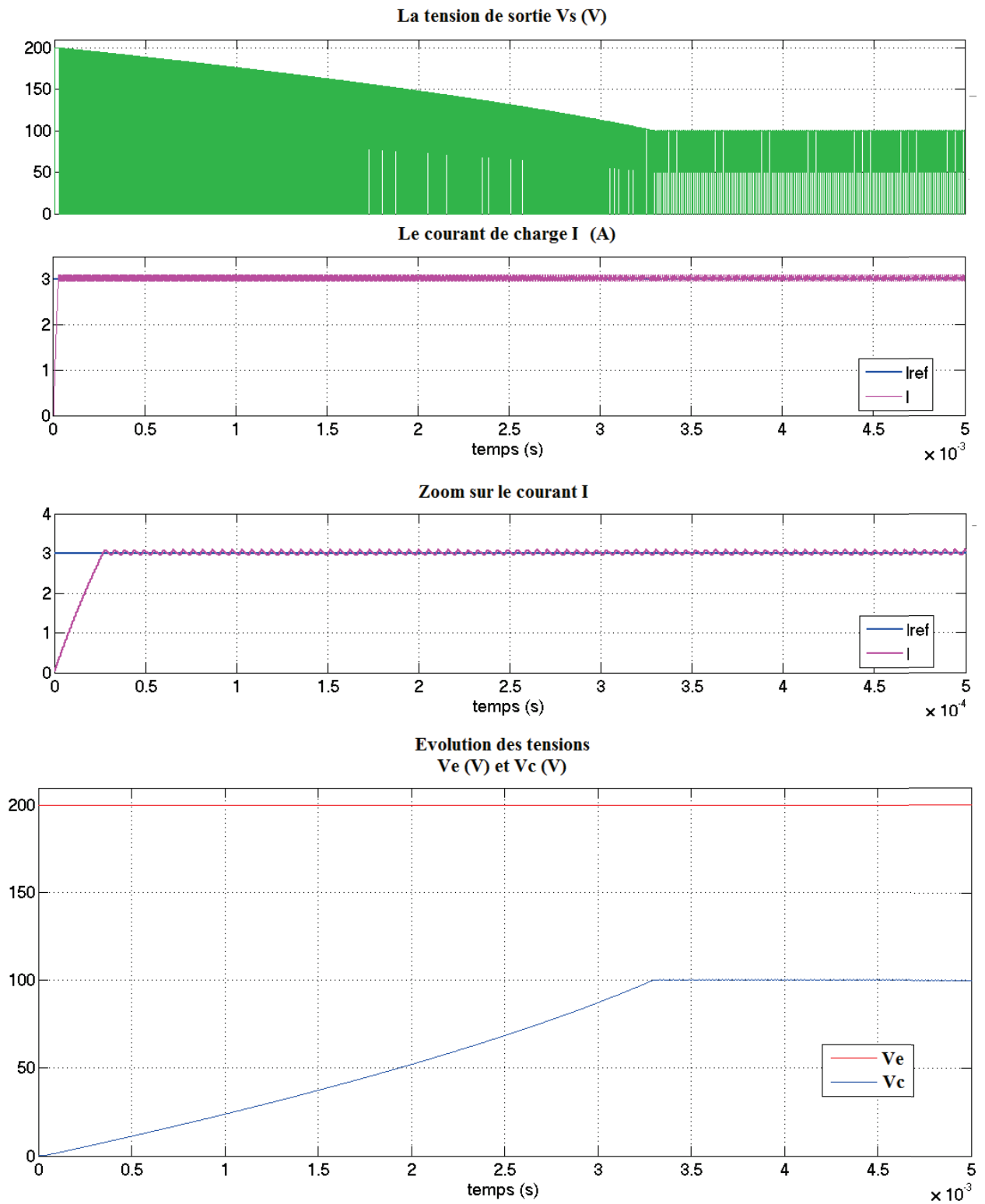


FIGURE 3.8 – Evolution du système sous conditions constantes

3.4.2 Simulations avec variations de la tension d'alimentation

Afin de voir l'influence des variations de la tension d'alimentation sur le déroulement de l'algorithme, nous avons procédé à un test avec variations en échelon de celle-ci. La figure 3.10 permet de voir l'évolution de la tension de sortie et celle du condensateur flottant ainsi que l'allure du courant de charge. les résultats montrent que la commande assure la convergence du courant de sortie avec robustesse vis à vis des variations de la tension d'alimentation. De même, l'allure des tensions de sortie et du condensateur flottant présentent des phases transitoires dues aux changements de la référence de la tension V_c qui varie avec la variation de V_e .

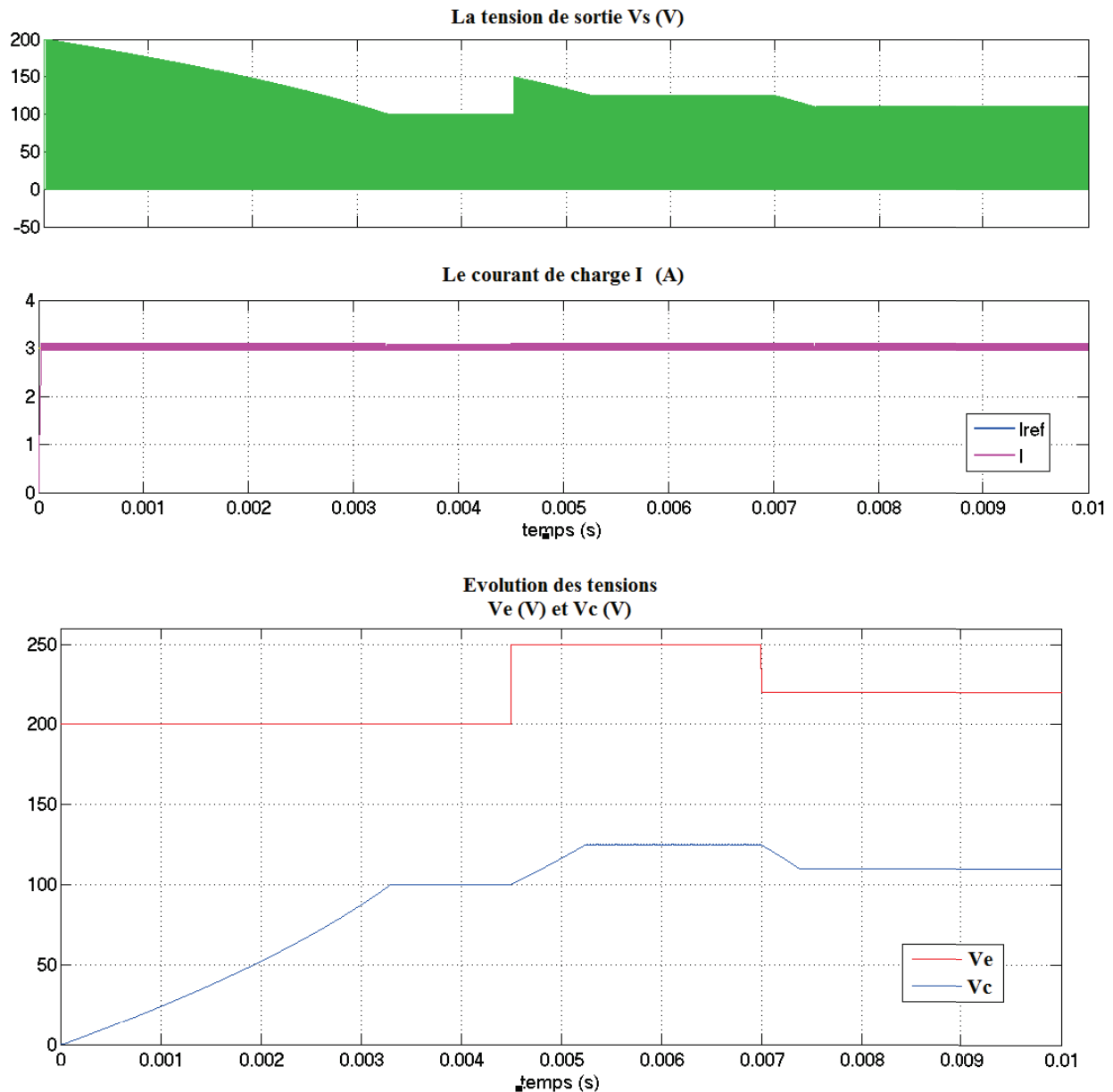


FIGURE 3.10 – Evolution du système avec variations de la tension d'alimentation

3.4.3 Simulations avec changements de référence

Cette partie est consacrée à l'étude du comportement du système lors d'une variation en échelon de la référence du courant. Les résultats suivants permettent de visualiser l'évolution des tensions d'entrée, de sortie et du condensateur flottant et le courant de charge avec un changement de référence du courant à l'instant 0.005 s. De la figure 3.11, nous constatons une que le courant de charge suit parfaitement sa référence. La tension de sortie subit une augmentation brusque à l'instant de variation ce qui s'explique par le passage du système au mode deux qui lui permet d'augmenter le courant en appliquant la pleine tension d'entrée aux bornes de la charge. La tension du condensateur flottant quant à elle reste stabilisée autour de sa référence malgré la variation de celle du courant courant

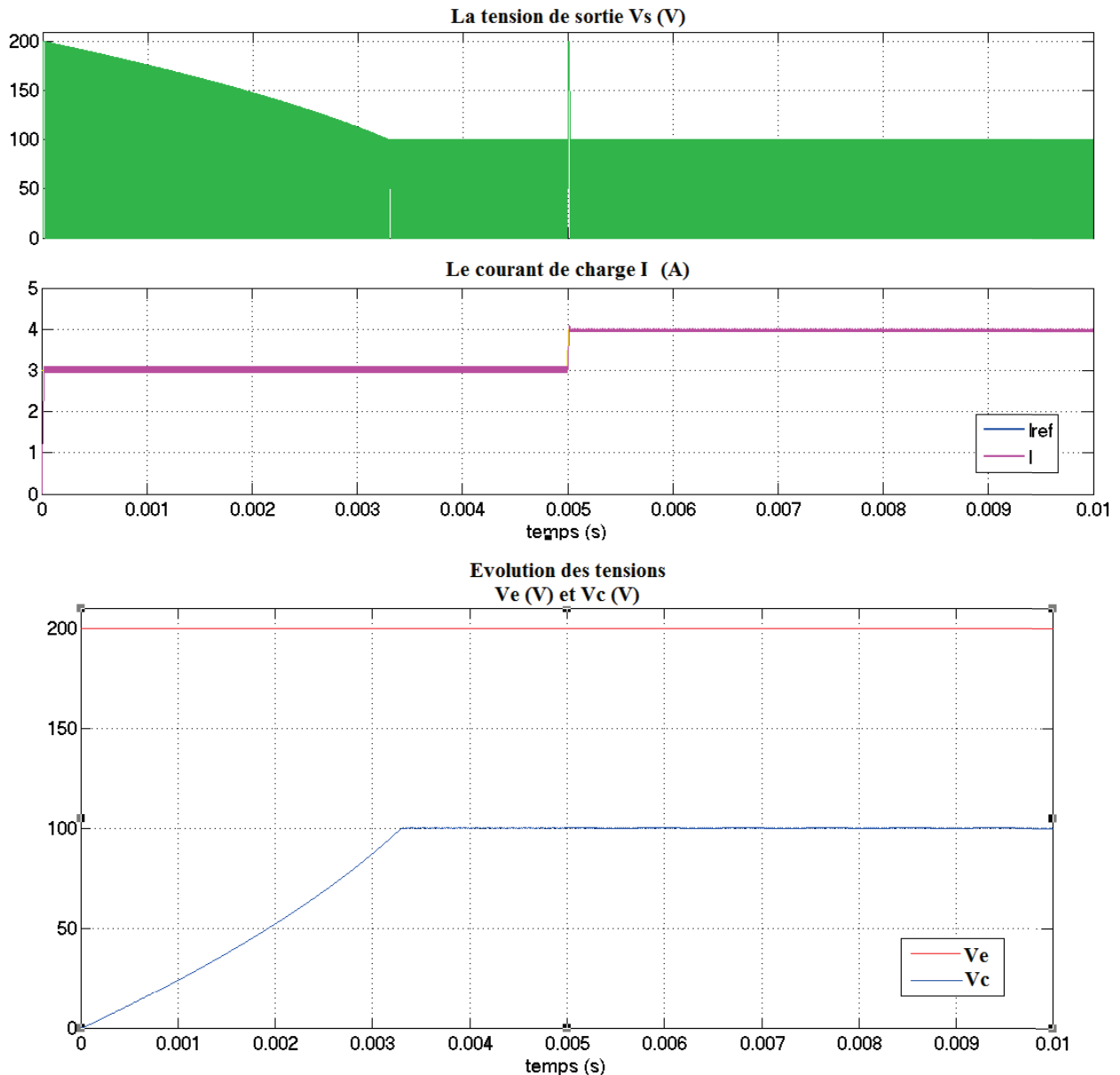


FIGURE 3.11 – Evolution du système avec variation de la référence du courant de charge

3.5 Régulation de la tension de sortie avec commande hybride

Dans cette section, l'idée est d'établir un automate hybride qui permet de commander la tension moyenne de sortie du convertisseur multicellulaire et d'équilibrer la tension du condensateur flottant autour de leurs valeurs de référence.

Tout d'abord, on définit les variables utilisées dans l'algorithme.

On distingue :

$$V_{moy,ref}^- < V_{moy} < V_{moy,ref}^+ \quad (3.23)$$

Avec V_{moy} la valeur moyenne de la tension de sortie sur une période de découpage T_d , définie par :

$$V_{moy} = \frac{1}{T_d} \int_0^{T_d} V_s dt \quad (3.24)$$

Aussi :

$$V_{c,ref}^- < V_c < V_{c,ref}^+ \quad (3.25)$$

tels que :

$$V_{moy,ref}^+ = V_{moy,ref} + dV$$

$$V_{moy,ref}^- = V_{moy,ref} - dV$$

$$V_{c,ref}^+ = V_{c,ref} + dV_c$$

$$V_{c,ref}^- = V_{c,ref} - dV_c$$

définissent les limites de variations de V_{moy} et de V_c respectivement. $V_{moy,min}$ et $V_{moy,max}$ sont les seuils minimal et maximal de variation de V_{moy} .

Par la suite, les conditions d'invariance de chaque mode s'énoncent comme suit :

Invariance du mode q_1 :

$$X(q_1) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{c} [(V_c > V_{c,ref}^+) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,max})] \\ \vee \\ [(|V_c - V_{c,ref}| \leq dV_c) \wedge (|V_{moy} - V_{moy,ref}| \leq dV)] \end{array} \right\} \quad (3.26)$$

Invariance du mode q_2 :

$$X(q_2) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{c} [(|V_c - V_{c,ref}| \leq dV_c) \wedge (V_{moy} < V_{moy,ref}^-)] \\ \vee \\ [V_{moy} \leq V_{moy,min}] \end{array} \right\} \quad (3.27)$$

Invariance du mode q_3 :

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{c} [(V_c < V_{c,ref}^-) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,max})] \\ \vee \\ [(|V_c - V_{c,ref}| \leq dV_c) \wedge (|V_{moy} - V_{moy,ref}| \leq dV)] \end{array} \right\} \quad (3.28)$$

Invariance du mode q_4 :

$$X(q_4) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{c} [(|V_c - V_{c,ref}| \leq dV) \wedge (V_{moy} > V_{moy,ref}^+)] \\ \vee \\ [V_{moy} \geq V_{moy,max}] \end{array} \right\} \quad (3.29)$$

De même, l'ensemble des transitions entre les différents modes est défini par :

$$E = \left\{ \begin{array}{l} (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, 4 \\ (q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_1, q_4), (q_4, q_1) \\ (q_3, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_4), (q_4, q_3) \end{array} \right\} \quad (3.30)$$

Les transitions : $(q_1, q_3), (q_3, q_1), (q_2, q_4),$ et (q_4, q_2) ne sont pas tolérées parce qu'elles ne se conforment pas à la règle d'adjacence.

Les ensembles $G(q_i, q_j)$ suivants définissent les éléments de l'ensemble E :

$$G(q_1, q_2) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{l} [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,ref}^+)] \\ \vee \\ [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (V_{moy} \leq V_{moy,min})] \end{array} \right\} \quad (3.31)$$

$$G(q_2, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,ref}^+)]\} \quad (3.32)$$

$$G(q_2, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c \leq V_{cref}^-) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,ref}^+)]\} \quad (3.33)$$

$$G(q_3, q_2) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{l} [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (V_{moy,min} < V_{moy} < V_{moy,ref}^+)] \\ \vee \\ [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (V_{moy} \leq V_{moy,min})] \end{array} \right\} \quad (3.34)$$

$$G(q_3, q_4) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{l} [(V_c > V_{cref}^-) \wedge (V_{moy,ref}^- < V_{moy} < V_{moy,max})] \\ \vee \\ [(V_c < V_{cref}^-) \wedge (V_{moy} \geq V_{moy,max})] \end{array} \right\} \quad (3.35)$$

$$G(q_4, q_3) = \{x \in R^2 : [(V_c \leq V_{cref}^-) \wedge (V_{moy,ref}^- < V_{moy} < V_{moy,max})]\} \quad (3.36)$$

$$G(q_4, q_1) = \{x \in R^2 : [(V_c \geq V_{cref}^+) \wedge (V_{moy,ref}^- < V_{moy} < V_{moy,max})]\} \quad (3.37)$$

$$G(q_1, q_4) = \left\{ x \in R^2 : \begin{array}{l} [(V_c < V_{cref}^+) \wedge (V_{moy,ref}^- < V_{moy} < V_{moy,max})] \\ \vee \\ [(V_c > V_{cref}^+) \wedge (V_{moy} \geq V_{moy,max})] \end{array} \right\} \quad (3.38)$$

Les conditions initiales du système choisies sont :

$$Init = \{q_2\} \times \{x \in R^2 : (V_c < V_{cref}^-) \wedge (V_{moy} < V_{moy,min})\} \quad (3.39)$$

3.6 Résultats de simulations

3.6.1 Simulations sous conditions constantes

Afin de valider l'algorithme proposé pour la commande de la tension moyenne, le système décrit par la table A.3 a été soumis à une tension d'alimentation de 200 V. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 3.12. La tension moyenne de sortie calculée sur une période de découpage ($T_d = 0.0001s$). De même, l'algorithme permet d'assurer un équilibrage adéquat de la tension flottante. La figure 3.13 montre les transitions du système par les différents modes, lors du fonctionnement avec conditions constantes, afin d'atteindre les objectifs désirés.

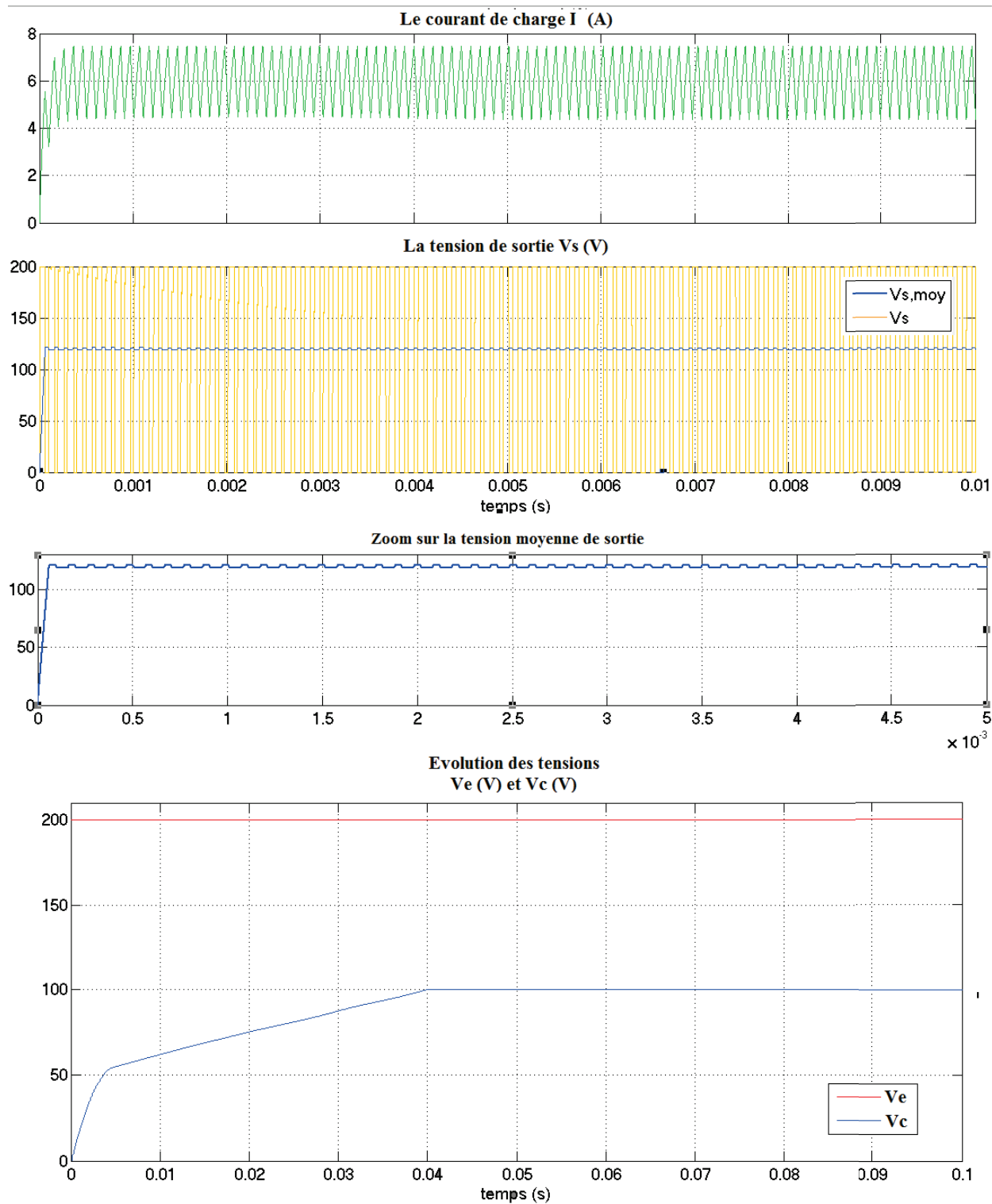


FIGURE 3.12 – Evolution du système avec conditions de travail constantes

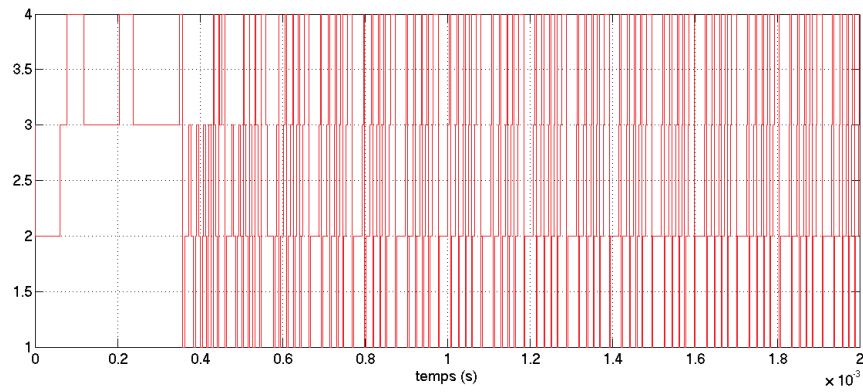


FIGURE 3.13 – Evolution du système sur les différents modes en régulation de la tension moyenne de sortie

3.6.2 Simulations avec variations de la tension d'alimentation

Le test de cette partie a pour but l'étude du comportement du système vis à vis des variations de la tension d'alimentation. La figure 3.14 présente les résultats obtenus en appliquant des variations en échelons au niveau de la tension d'entrée du convertisseur. La tension moyenne de sortie rejoint sa valeur de référence fixée à 120 . De même, cette régulation de tension assure la robustesse du système par rapport aux changements appliqués en entrée du convertisseur. L'algorithme permet aussi d'équilibrer la tension du condensateur flottant autour de sa valeur de référence qui évolue dans le temps avec celle de la tension d'entrée.

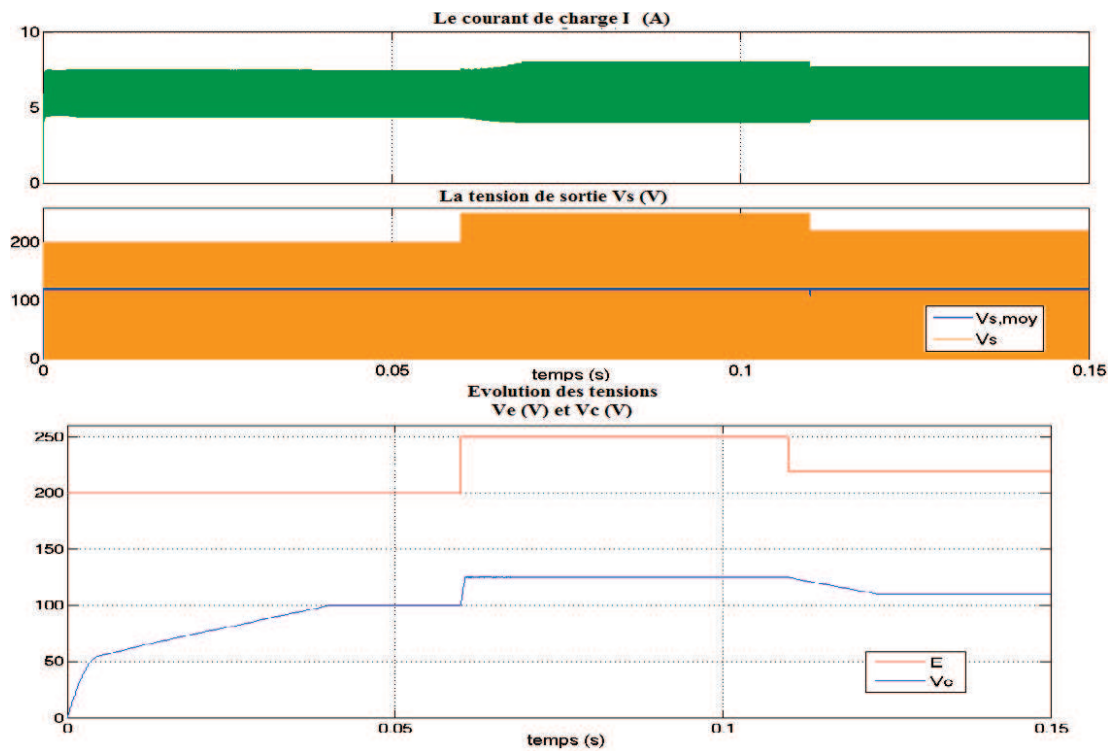


FIGURE 3.14 – Evolution du système avec variations de la tension d'alimentation

3.6.3 Simulations avec changements de référence de la tension

A présent, nous allons étudier l'effet du changement de la référence de la tension sur le déroulement de l'algorithme. Les résultats de la figure 3.15 permettent de visualiser le comportement du système suite à une variation de référence de tension. En sortie du convertisseur, la tension moyenne suit sa référence avec perfection. Ayant une charge constante le courant subit aussi une augmentation à l'instant de variation de référence. La tension du condensateur flottant quant à elle converge vers sa valeur optimale et reste invariable malgré le changement de la référence de la tension de sortie.

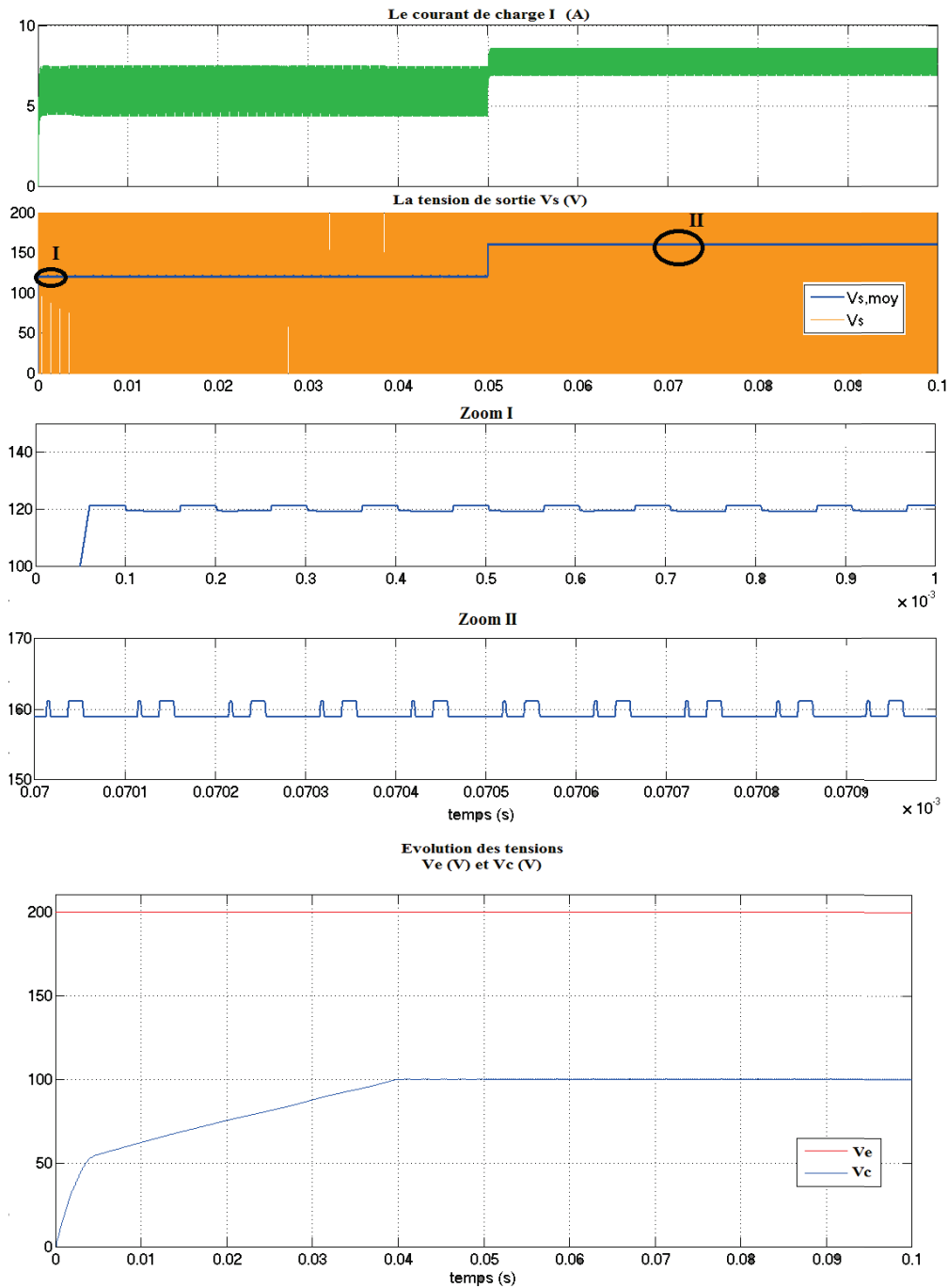


FIGURE 3.15 – Evolution du système avec changement de la référence

3.7 Conclusion

Nous nous sommes intéressés, dans ce chapitre, à la modélisation par l'approche hybride du bras multicellulaire en demi pont dans le but de le commander avec un automate hybride. Par ailleurs, nous avons présenté l'algorithme de commande du courant de charge. Ensuite, nous avons développé une commande hybride en vue de la régulation de la tension moyenne de sortie pour les applications à tension constante.

Commande Hybride d'un Convertisseur Multicellulaire Fonctionnant en Onduleur

4.1 Introduction

Au cours de ce chapitre, nous allons aborder le fonctionnement du convertisseur multicellulaire en onduleur. L'étude menée sera effectuée autour d'une structure onduleur en pont à cellules imbriquées où le convertisseur aurait pour rôle la restitution de la puissance disponible en son entrée avec une tension en sortie qui ressemble le plus fidèlement possible au signal de référence. Ainsi, pour assurer ce fonctionnement, nous allons présenter les résultats obtenus avec une commande en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion. Ensuite, nous nous intéresserons au développement d'un algorithme de commande de l'onduleur basé sur l'approche hybride. Finalement, nous allons procéder à des simulations numériques, afin d'étudier les formes d'ondes résultantes avec l'algorithme proposé.

4.2 Topologie de l'onduleur en pont complet

Pour faire notre étude, nous avons adopté une structure d'un onduleur monophasé à base de convertisseurs multicellulaires série en pont complet. La figure 4.1 présente un schéma de principe de la structure choisie. Avant de commencer, rappelons quelques notations sur la description du système à étudier :

$$\begin{aligned}
 n_b & & : & \text{Nombre de Bras} \\
 p_1 & & : & \text{Nombre de cellules Bras 1} \\
 p_2 & & : & \text{Nombre de cellules Bras 2} \\
 p_{c1} = p_1 - 1 & & : & \text{Nombre de condensateurs flottants Bras 1} \\
 p_{c2} = p_2 - 1 & & : & \text{Nombre de condensateurs flottants Bras 2}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Afin de simplifier le développement, nous nous limiterons dans cette étude au cas où $n_b = 2$ et $p_1 = p_2 = 2$. On aura donc $p_{c1} = p_{c2} = 1$. En sortie, ce système évolue sur cinq niveaux de tension. La figure illustre un onduleur en pont à cinq niveaux de tension 4.2.

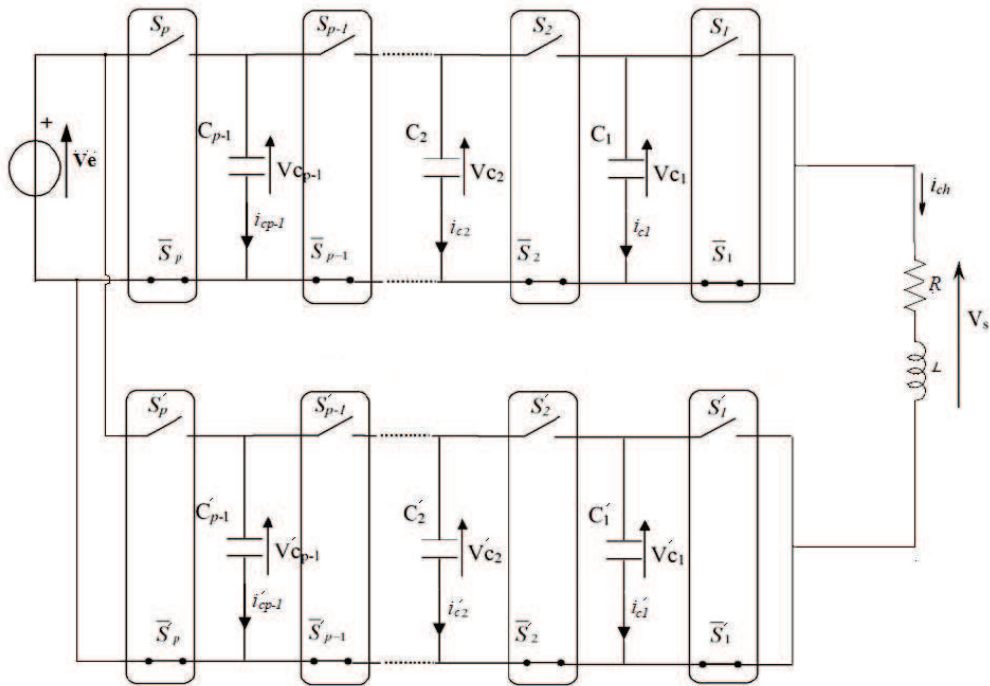


FIGURE 4.1 – Topologie d'un onduleur en pont à base de bras à cellules imbriquées

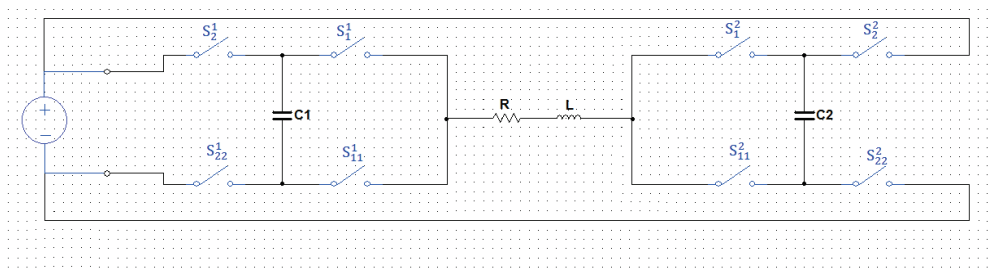


FIGURE 4.2 – Structure d'un onduleur en pont à cinq niveaux de sortie

4.3 Commande de l'onduleur en boucle ouverte

Le convertisseur est dit commandé en boucle ouverte lorsque ses variables (courant de sortie et tensions flottantes) sont livrées à elles mêmes à cause de l'absence de la boucle de rétroaction.

4.3.1 Présentation de la stratégie de commande MLI en boucle ouverte

La commande par MLI consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en une série de motifs élémentaires de période très faible, et de rapport cyclique variable dans le temps. L'évolution temporelle du rapport cyclique de chaque interrupteur est alors déterminée par un signal modulant de type sinusoïdal. La fréquence de commutation des interrupteurs sera ainsi imposée par celle de la porteuse. Comme expliqué sur la figure 4.3.

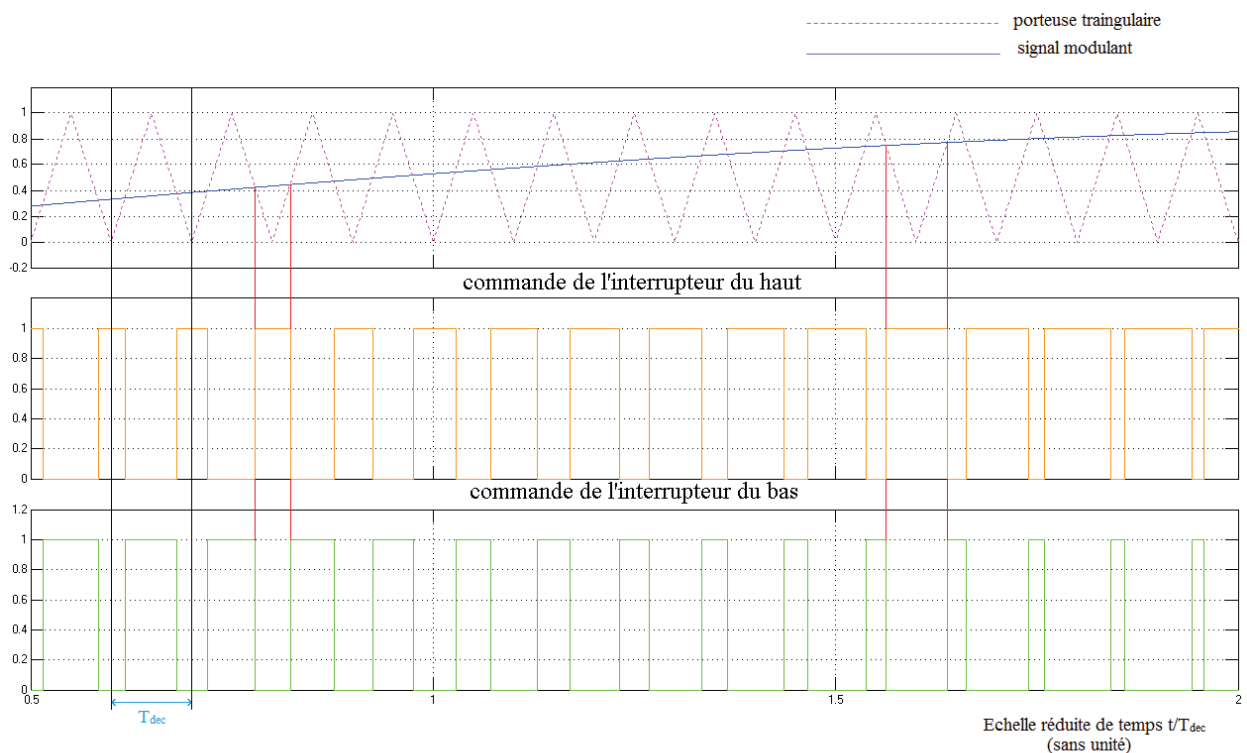


FIGURE 4.3 – Principe de fonctionnement de la MLI naturelle

De plus, les porteuses sont toutes régulièrement déphasées entre elles. Pour un bras à p cellules, la porteuse $n^{\circ} 2$ aura un déphasage retard de $2\pi/p$ par rapport à la porteuse $n^{\circ} 1$, la porteuse $n^{\circ} 3$ un déphasage de $4\pi/p$, ... jusqu'à la porteuse $n^{\circ} p$ qui aura un déphasage de $(p - 1) \cdot 2\pi/p$ par rapport à la porteuse $n^{\circ} 1$. Ainsi, pour notre configuration, le décalage est évalué à π .

Ce déphasage régulier des porteuses les unes par rapport aux autres est utile pour deux raisons. D'une part, il permet à la tension multiniveaux de sortie d'atteindre ses niveaux intermédiaires. En effet, si toutes les porteuses étaient en phase, toutes les cellules commuteraient en même temps et seraient dans le même état de conduction. La tension de sortie

n'atteindrait alors que ses valeurs extrêmes. D'autre part, le déphasage régulier permet aussi de multiplier la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie. Ainsi, si l'on note f_{dec} la fréquence de découpage de chaque interrupteur, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut $p.f_{dec}$ [AIM 03].

La forme d'onde typique de la tension de sortie est illustrée sur la figure 4.4. Si l'on note V_e la tension du bus continu, chaque front montant ou descendant de V_s est d'une amplitude égale à $\frac{V_e}{p}$. En effectuant un zoom sur la tension, et par comparaison avec les ordres de commande des interrupteurs, la figure 4.5 permet de visualiser l'effet de la MLI avec déphasage régulier sur la fréquence apparente de la tension de sortie. Effectivement, la fréquence apparente de découpage de la tension de sortie vaut $2f_{dec}$, avec f_{dec} la fréquence de découpage de la porteuse triangulaire.

Sur le plan fréquentiel, la figure 4.6 montre le spectre harmonique de la tension représentée en figure 4.4. Ce spectre possède une raie fondamentale à la fréquence f_0 . Les raies harmoniques qui viennent ensuite sont regroupées en familles centrées sur des multiples de $p.f_{dec}$, c'est à dire à $\{2f_{dec}, 4f_{dec}, 6f_{dec}, \dots\}$

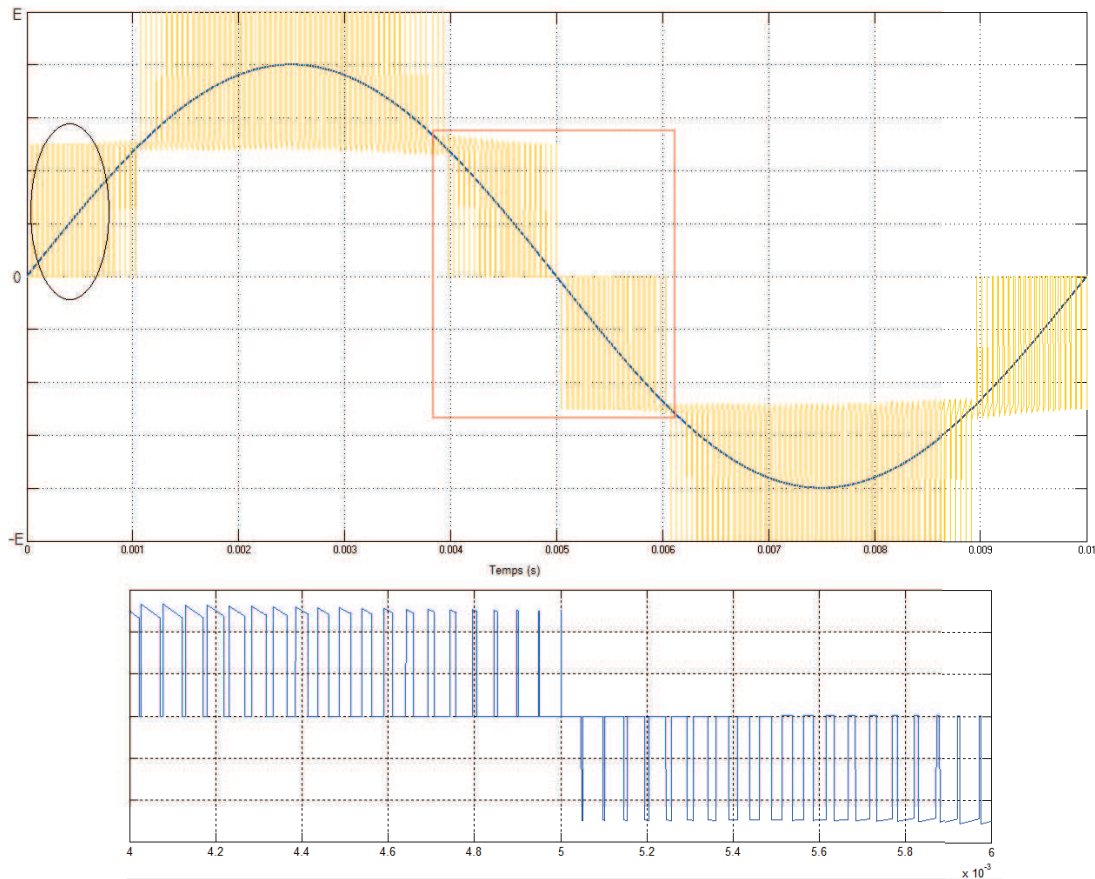


FIGURE 4.4 – Allure générale de la tension de sortie de l'onduleur multicellulaire en pont complet avec commande MLI

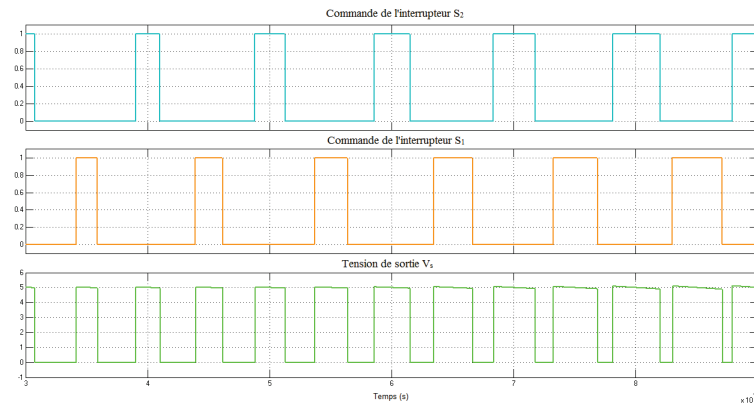


FIGURE 4.5 – Comparaison entre une portion de la tension de sortie et les ordres de commande des interrupteurs

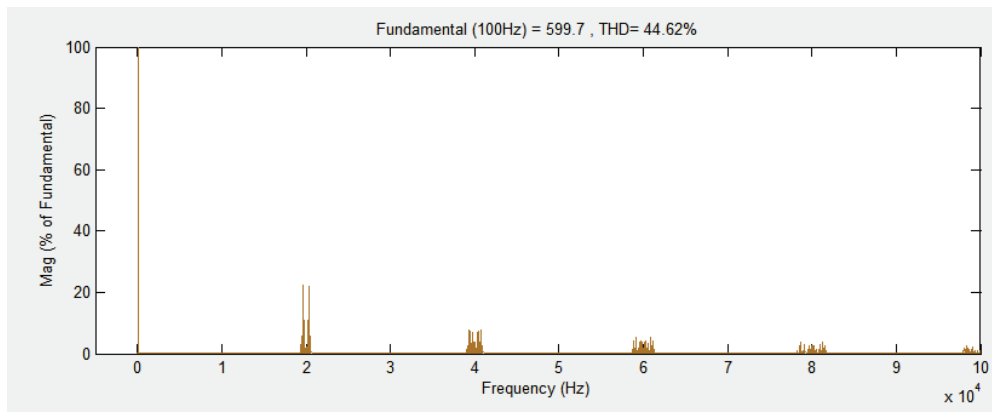


FIGURE 4.6 – Contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur

4.3.2 Equilibrage naturel des tensions flottantes

Pour fonctionner correctement, le convertisseur multicellulaire a absolument besoin que les tensions aux bornes des condensateurs flottants soient équilibrées à leur juste valeur évaluée à $\frac{kV_e}{p}$. Sachant que cet équilibre s'effectue naturellement avec une commande MLI avec déphasage régulier. La démonstration de ce mécanisme a été menée dans [CAR 96] et résumée dans [AIM 03]. En effet, la conséquence immédiate d'un déséquilibre d'une tension flottante sera une altération des niveaux intermédiaires de la tension de sortie. Autrement dit, si au moins l'une des tensions V_{ck} diffère de $\frac{kV_e}{p}$, les niveaux intermédiaires que peut atteindre la tension V_s ne seront plus exactement $\left\{ \frac{V_e}{p}, \frac{2V_e}{p}, \dots, \frac{(p-1)V_e}{p} \right\}$. Donc, Le phénomène d'équilibrage naturel des tensions flottantes permet au convertisseur multicellulaire de fonctionner en boucle ouverte, sans aucun asservissement de celles-ci. Cependant, ce phénomène est relativement lent [AIM 03]. Ainsi, pour des application nécessitant une dynamique de rééquilibrage plus importante, la boucle de régulation s'avère nécessaire pour contrôler l'évolution des tensions flottantes.

Afin de mettre en évidence ce problème, nous avons fait des tests sur un convertisseur multicellulaire en pont avec une commande MLI en boucle ouverte. Les caractéristiques du convertisseur sont résumés en annexe par la table A.4.

Dans un premier test, nous supposons que les tensions des condensateurs flottants sont équilibrées, à l'instant initial. Le convertisseur sera soumis à une tension d'entrée de 1000 V . La référence est choisie sinusoïdale d'amplitude 600 V et de fréquence de 100 Hz . Les modulantés sont triangulaires de fréquence 10 kHz . La figure 4.7 montre les résultats obtenus.

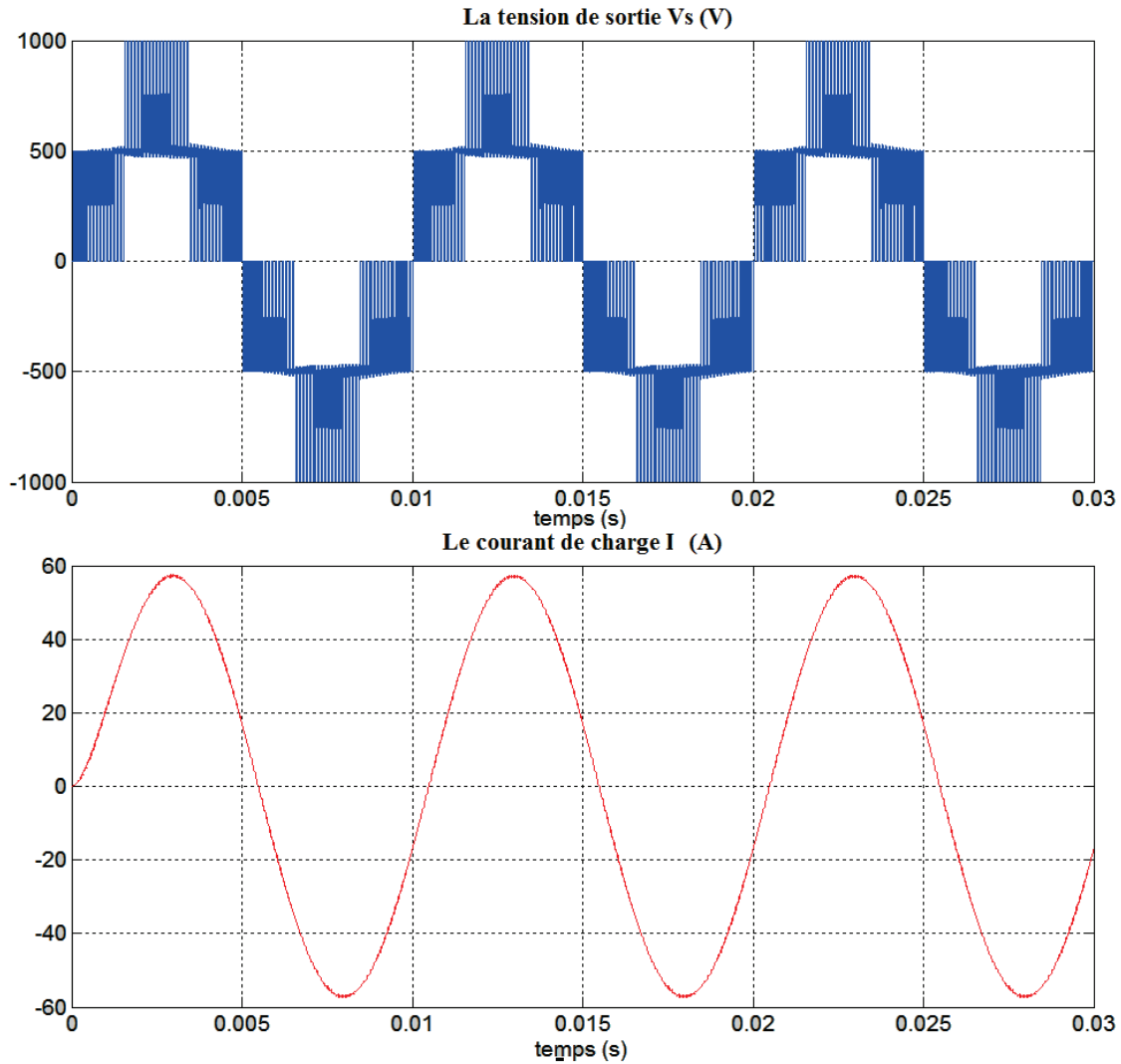


FIGURE 4.7 – Caractéristiques de sortie avec commande MLI en boucle ouverte, régime statique

Le courant de charge présente une forme sinusoïdale, ce qui nous permet de conclure que la tension de sortie suit bien sa référence. De même, cette dernière évolue sur les cinq niveaux de tension possibles du fait que les condensateurs flottants sont équilibrés. Par ailleurs, la figure 4.8 montre que la commande MLI en boucle ouverte assure le maintien des tensions flottantes autour de leurs valeurs optimales.

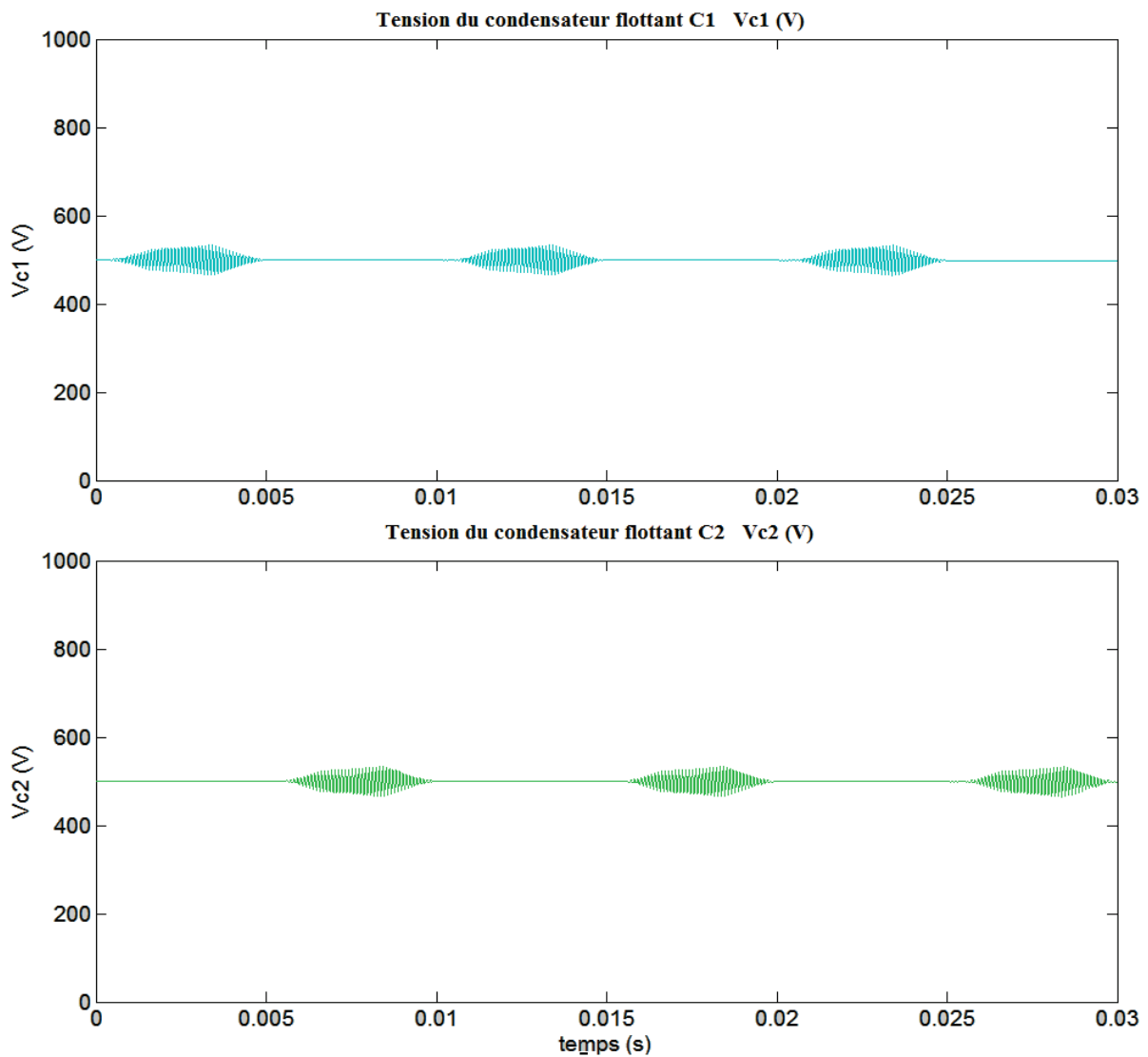


FIGURE 4.8 – Evolution des tensions flottantes avec commande MLI en boucle ouverte, régime statique

Le deuxième test va porter sur un onduleur commandé par une MLI en boucle ouverte avec les condensateurs flottants initialement déchargés, afin de voir la lenteur de la dynamique d'équilibrage. La figure 4.9 présente les résultats obtenus. La figure montre que le courant a une forme sinusoïdale. Néanmoins, les condensateurs flottants ne sont pas équilibrés. L'effet de ce déséquilibre se voit sur la tension de sortie qui ne prend pas de valeurs intermédiaires entre $(0 \text{ et } E)$ ou $(0 \text{ et } -E)$. De plus, la figure 4.10 permet de visualiser la lenteur des convergences des tensions flottantes vers les valeurs de référence respectives.

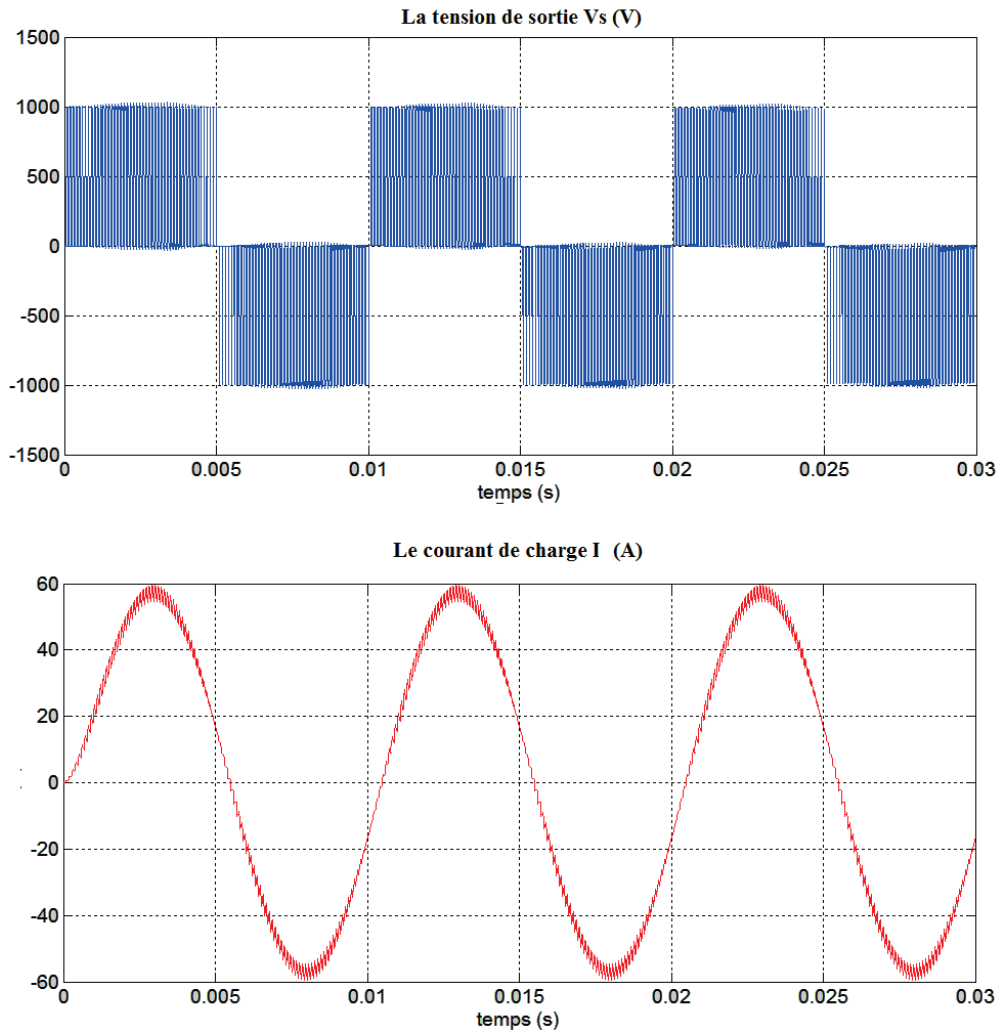


FIGURE 4.9 – Caractéristiques de sortie avec MLI en boucle ouverte, régime dynamique

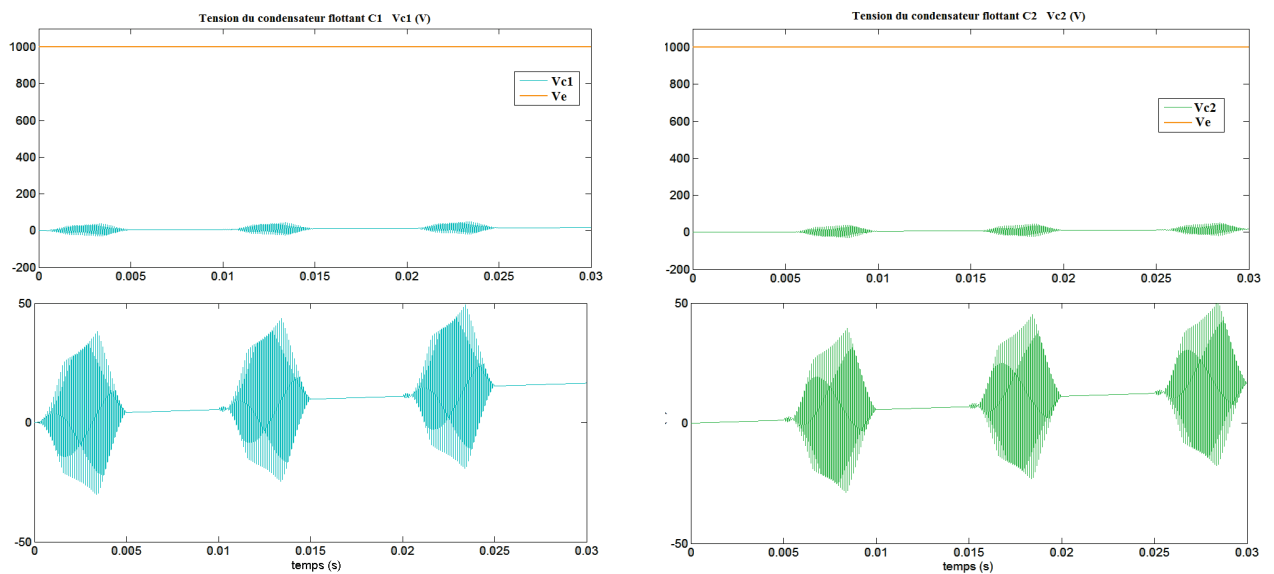


FIGURE 4.10 – Evolution des tensions des condensateurs flottants en régime transitoire

4.4 Automate hybride de l'onduleur multicellulaire

Nous avons vu dans le paragraphe précédent qu'il est possible de commander un convertisseur multicellulaire en boucle ouverte, en bénéficiant de l'équilibrage naturel des tensions flottantes. Cependant, la réalisation pratique des commandes (génération de p rapports cycliques, temps morts, ...) peut engendrer de légères différences de rapport cyclique entre cellules et ainsi créer des déséquilibres sur la tension aux bornes des condensateurs flottants qui peuvent être destructeurs pour le convertisseur. Ainsi, différentes stratégies de commande ont été imaginées et réalisées expérimentalement. Certaines de ces stratégies assurent juste le contrôle actif des tensions flottantes, d'autres contrôlent les tensions flottantes et le courant de sortie du convertisseur multicellulaire. De même, dans cette section, nous présenterons notre proposition de commande fondée sur approche hybride en vue de la régulation des tensions flottantes du convertisseur multicellulaire en pont complet en fonctionnement onduleur. Avec cette structure, nous disposons de plusieurs degrés de liberté qui vont nous permettre d'assurer l'objectif désiré. En effet, ayant deux bras multicellulaire avec quatre modes de travail modes de travail soit seize modes pour le système en pont, nous avons la possibilité d'agir sur l'évolution des grandeurs du convertisseur par commutation entre les diverses configurations.

La synthèse de notre algorithme a été faite utilisant un automate hybride. En considérant un onduleur en pont complet avec deux convertisseurs multicellulaires série à deux cellules de commutation, le système présente seize mode de fonctionnement distincts. Cependant, certains modes ont le même niveau de tension en sortie. Ainsi, afin d'optimiser l'algorithme de commande, nous n'utiliserons que sept configurations parmi les seize possibles.

Aussi, dans un but de simplification, nous avons idéalisé les interrupteurs de puissance ; ceux-ci sont modélisés par une résistance nulle à l'état passant, et une résistance infinie à l'état bloqué. Leur comportement est représenté par 0 (respectivement 1) lorsque l'interrupteur est bloqué (respectivement passant) avec S_k^i ($k = 1, 2$ et $i = 1, 2$) les signaux de commandes respectives des interrupteurs des deux cellules 1 et 2 des deux bras. A rappeler que S_1^1 et S_{11}^1 sont complémentaires, de même pour les paires (S_2^1, S_{22}^1) et (S_1^2, S_{11}^2) et (S_2^2, S_{22}^2) .

Pour notre commandes, nous avons choisi sept modes opérants, donnés par

$$Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4, q_5, q_6, q_7\}$$

. Chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = \mathfrak{R}^3, \forall q_i \in Q$.

Dans chaque mode, le champ de vecteurs f_q est linéaire ; et la dynamique continue est donnée sous la forme :

$$\dot{x} = f_q(x) = A(q)x + b(q) \quad (4.2)$$

Où $x = [V_{c1} V_{c2} I]^T$ représente le vecteur d'état du système, avec : V_{c1} la tension du condensateur flottant du premier bras, V_{c2} la tension du condensateur flottant du deuxième bras et I le courant de la charge.

Nous pouvons décrire chaque mode comme suit :

Mode $q = q_1$: $S_1^1 = 1$, $S_2^1 = 0$, $S_1^2 = 0$ et $S_2^2 = 0$

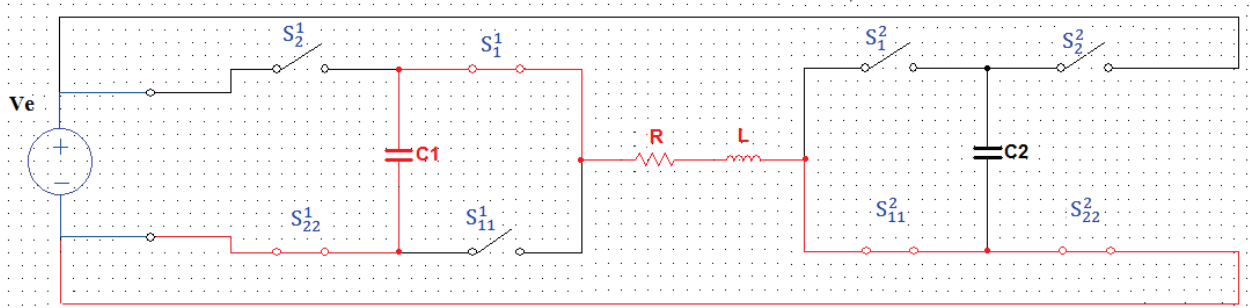


FIGURE 4.11 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_1

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q_1}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x \quad (4.3)$$

L'énergie est fournie à la charge par la source flottante du premier bras. Le condensateur C_1 se décharge et son énergie est retournée vers la charge. Le condensateur du deuxième bras est isolé et sa charge reste invariante. Ce mode permet d'avoir le niveau intermédiaire $E/2$ en sortie. Le système peut commuter à partir de ce mode vers les modes q_2 ou q_4 selon les conditions de transition (figure 4.11).

Mode $q = q_2$: $S_1^1 = 1$, $S_2^1 = 1$, $S_1^2 = 0$ et $S_2^2 = 0$

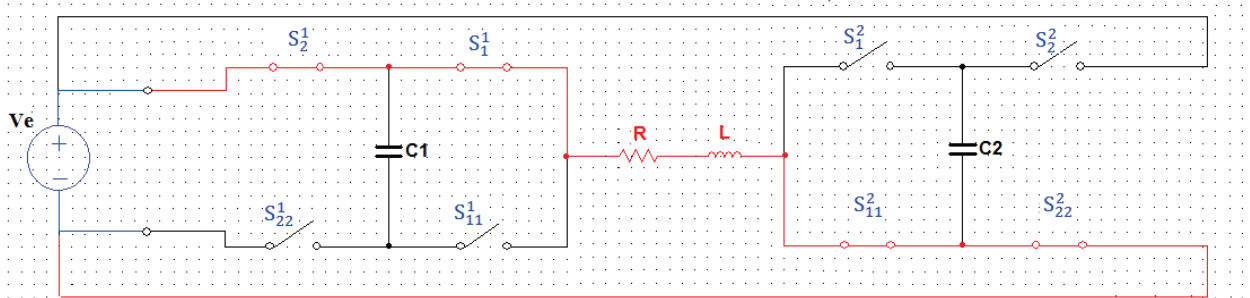


FIGURE 4.12 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_2

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q_2}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source d'alimentation V_e à travers le premier bras. Ainsi, le courant de la charge augmente et les tensions aux bornes des condensateurs restent constantes. Ce mode permet d'avoir la tension d'entrée aux bornes de la charge. Les conditions de transition gère la commutation de ce mode vers les modes q_3 ou q_1 (figure 4.12).

Mode $q = q_3$: $S_1^1 = 0$, $S_2^1 = 1$, $S_1^2 = 0$ et $S_2^2 = 0$

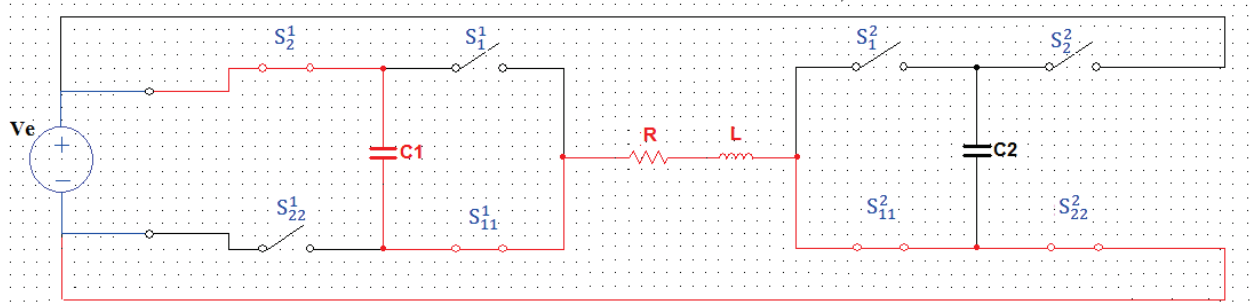


FIGURE 4.13 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_3

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q_3}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{L} & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source de tension V_e à travers le premier bras. Elle permet d'alimenter la charge avec un courant positif et de charger le condensateur flottant C_1 . Celui du deuxième bras reste isolé avec une tension constante. Ce mode permet aussi d'avoir le niveau intermédiaire $E/2$ en sortie. Le système commute de ce mode vers les modes q_2 ou q_4 par vérification des conditions de transition (figure 4.13).

Mode $q = q_4$: $S_1^1 = 0$, $S_2^1 = 0$, $S_1^2 = 0$ et $S_2^2 = 0$

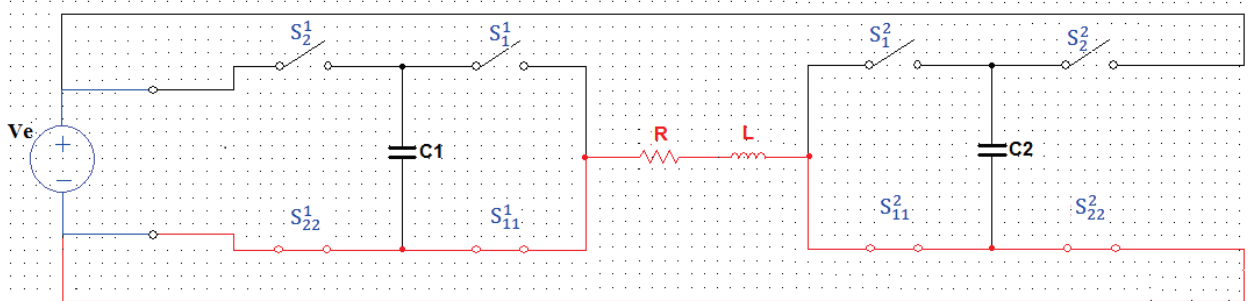


FIGURE 4.14 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_4

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q4}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x \quad (4.6)$$

Dans ce cas, aucune source de tension n'est appliquée aux bornes de la charge. On est dans la phase de roue libre. Les tensions flottantes des condensateurs n'évoluent pas mais le courant de charge change de sens d'évolution. c'est à dire, s'il est positif il va diminuer, dans le cas contraire il va augmenter. Si une des conditions de transition de ce mode est vérifiée, le système commute vers un des modes q_1 ou q_3 ou q_5 ou q_7 (figure 3.6).

Mode $q = q_5$: $S_1^1 = 0$, $S_2^1 = 0$, $S_1^2 = 1$ et $S_2^2 = 0$

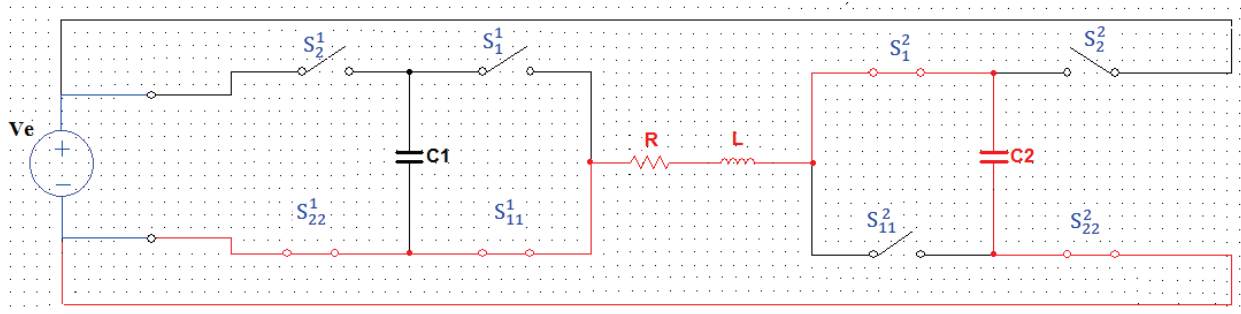


FIGURE 4.15 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_5

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q5}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C_2} \\ 0 & \frac{-1}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x \quad (4.7)$$

L'énergie est fournie à la charge par la source flottante du deuxième bras. Le condensateur C_2 se décharge et son énergie est retournée vers la charge. Le condensateur du premier bras est isolé et sa charge reste invariante. Ce mode permet d'avoir le niveau intermédiaire $-E/2$ en sortie. Le système peut commuter à partir de ce mode vers les modes q_6 ou q_4 selon les conditions de transition (figure 4.15).

Mode $q = q_6$: $S_1^1 = 0$, $S_2^1 = 0$, $S_1^2 = 1$ et $S_2^2 = 1$

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q6}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{-V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

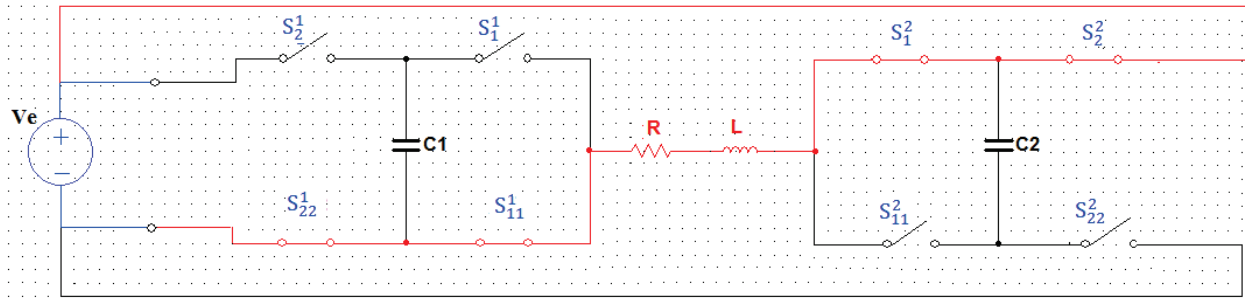


FIGURE 4.16 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_6

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source d'alimentation V_e à travers le deuxième bras. Ainsi, le courant de la charge diminue et les tensions aux bornes des condensateurs restent constantes. Ce mode permet d'avoir la tension d'entrée aux bornes de la charge avec un signe négatif. Les conditions de transition gère la commutation de ce mode vers les modes q_5 ou q_7 (figure 4.16).

Mode $q = q_7$: $S_1^1 = 0$, $S_2^1 = 0$, $S_1^2 = 0$ et $S_2^2 = 1$

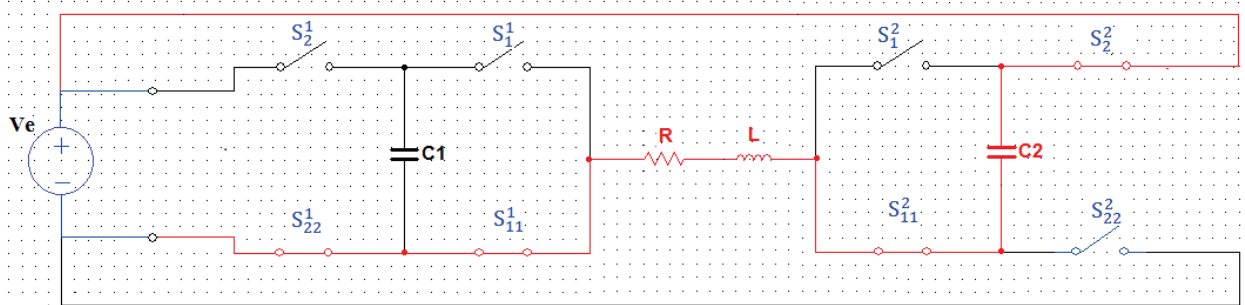


FIGURE 4.17 – L'onduleur multicellulaire en pont complet dans le mode q_7

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$f_{q7}(x) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{V_e}{L} \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la source de tension V_e à travers le deuxième bras. elle permet d'alimenter la charge avec un courant négatif et de charger le condensateur flottant C_2 . Celui du premier bras reste isolé avec une tension constante. Ce mode permet aussi d'avoir le niveau intermédiaire de la tension d'entrée $-E/2$. Le système commute de ce mode vers les modes q_6 ou q_4 par vérification des conditions de transition (figure 4.17).

L'objectif de la commande que nous allons présenter, dans la suite de cette section, est l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants des deux bras autour de leurs valeurs optimales avec une régulation en boucle fermée tout en assurant la poursuite de la référence de la tension aux bornes de la charge.

Les variables utilisées dans l'algorithme sont définies comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ref} & : \text{La référence que doit suivre la tension aux bornes de la charge} \\ V_{c1,ref} = \frac{E}{2} & : \text{La référence de la tension flottante } V_{c1} \\ V_{c2,ref} = \frac{E}{2} & : \text{La référence de la tension flottante } V_{c2} \end{aligned} \quad (4.10)$$

De même, il est important de mentionner que nous utilisons une échelle de temps réduite qui commence au début de chaque période de découpage avec $T_d = 0.0001s$. Tel que, si on note "t" l'évolution du temps sur une période de découpage, $t = 0$ définit le début de cette période.

Soit aussi T_{on} : Le temps de commutation d'un mode vers un autre. Sachant que sa valeur est déterminée par l'intersection entre une porteuse triangulaire et une modulante de référence M_{ref} . Comme illustré sur la figure 4.18.

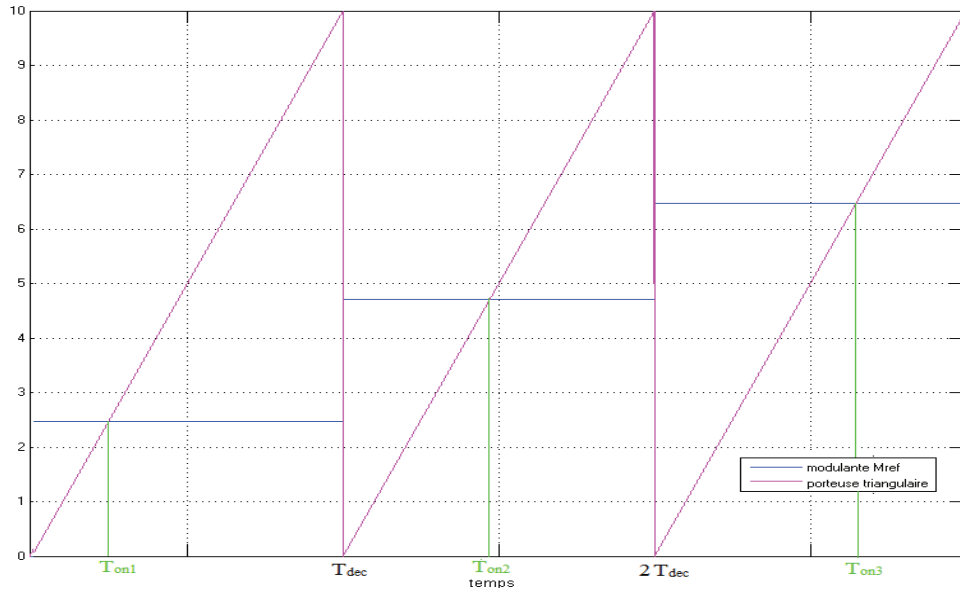


FIGURE 4.18 – Définition de T_{on} en fonction de V_e

Avec M_{ref} définie par :

$$\begin{aligned} \text{Si } V_{ref,moy} < \frac{E}{2} & \text{ alors } M_{ref} = \frac{V_{ref,moy}}{\frac{E}{2}} \\ \text{Si } V_{ref,moy} \geq \frac{E}{2} & \text{ alors } M_{ref} = \frac{V_{ref,moy} - \frac{E}{2}}{\frac{E}{2}} \end{aligned} \quad (4.11)$$

Où $V_{ref,moy}$ est la valeur moyenne de V_{ref} sur une période de découpage T_{dec} .

Ainsi, nous pouvons donner les conditions d'invariance pour chaque mode :

Invariance du mode q_1 :

$$X(q_1) = \left\{ x \in R^3 : [(t \neq 0) \wedge (V_{ref,moy} \geq \frac{E}{2})] \vee [(t < T_{on}) \wedge (0 < V_{ref,moy} < \frac{E}{2})] \right\} \quad (4.12)$$

Invariance du mode q_2 :

$$X(q_2) = \{x \in R^3 : t < T_{on}\} \quad (4.13)$$

Invariance du mode q_3 :

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^3 : [(t \neq 0) \wedge (V_{ref,moy} \geq \frac{E}{2})] \vee [(t < T_{on}) \wedge (0 < V_{ref,moy} < \frac{E}{2})] \right\} \quad (4.14)$$

Invariance du mode q_4 :

$$X(q_4) = \{x \in R^3 : t \neq 0\} \quad (4.15)$$

Invariance du mode q_5 :

$$X(q_5) = \left\{ x \in R^3 : [(t \neq 0) \wedge (V_{ref,moy} \leq \frac{-E}{2})] \vee [(t < T_{on}) \wedge (\frac{-E}{2} < V_{ref,moy} < 0)] \right\} \quad (4.16)$$

Invariance du mode q_6 :

$$X(q_6) = \{x \in R^3 : t < T_{on}\} \quad (4.17)$$

Invariance du mode q_7 :

$$X(q_7) = \left\{ x \in R^3 : [(t \neq 0) \wedge (V_{ref,moy} \leq \frac{-E}{2})] \vee [(t < T_{on}) \wedge (\frac{-E}{2} < V_{ref,moy} < 0)] \right\} \quad (4.18)$$

Afin de commander l'onduleur multicellulaire en pont, l'ensemble des transitions entre les différents modes est défini par :

$$E = \left\{ \begin{array}{l} (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, 7 \\ (q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_1, q_4), (q_4, q_1) \\ (q_3, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_4), (q_4, q_3) \\ (q_5, q_6), (q_6, q_5), (q_5, q_4), (q_4, q_5) \\ (q_7, q_6), (q_6, q_7), (q_7, q_4), (q_4, q_7) \end{array} \right\} \quad (4.19)$$

Sachant que les autres transitions ne sont pas tolérées parce qu'elles n'assurent pas les objectifs désirés ou bien elles ne se conforment pas à la règle d'adjacence avec plus d'un changement d'état au niveau des différentes cellules. Par ailleurs, les conditions de transitions possibles entre les divers modes (prenant en compte le principe de fonctionnement de l'onduleur multicellulaire, et en respectant les règles d'adjacence) sont définies par les ensembles $G(q_i, q_j)$ suivants :

$$G(q_1, q_2) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \geq \frac{E}{2}]\} \quad (4.20)$$

$$G(q_2, q_1) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{c1} \geq V_{c1,ref}]\} \quad (4.21)$$

$$G(q_1, q_4) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{ref,moy} < \frac{E}{2}]\} \quad (4.22)$$

$$G(q_4, q_1) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \geq 0] \wedge [V_{c1} \geq V_{c1,ref}]\} \quad (4.23)$$

$$G(q_3, q_2) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \geq \frac{E}{2}]\} \quad (4.24)$$

$$G(q_2, q_3) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{c1} < V_{c1,ref}]\} \quad (4.25)$$

$$G(q_3, q_4) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{ref,moy} < \frac{E}{2}]\} \quad (4.26)$$

$$G(q_4, q_3) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \geq 0] \wedge [V_{c1} < V_{c1,ref}]\} \quad (4.27)$$

$$G(q_5, q_6) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \leq \frac{-E}{2}]\} \quad (4.28)$$

$$G(q_6, q_5) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{c2} \geq V_{c2,ref}]\} \quad (4.29)$$

$$G(q_5, q_4) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{ref,moy} > \frac{-E}{2}]\} \quad (4.30)$$

$$G(q_4, q_5) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} < 0] \wedge [V_{c2} \geq V_{c2,ref}]\} \quad (4.31)$$

$$G(q_7, q_6) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} \leq \frac{-E}{2}]\} \quad (4.32)$$

$$G(q_6, q_7) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{c2} < V_{c2,ref}]\} \quad (4.33)$$

$$G(q_7, q_4) = \{x \in R^3 : [t = T_{on}] \wedge [V_{ref,moy} > \frac{-E}{2}]\} \quad (4.34)$$

$$G(q_4, q_7) = \{x \in R^3 : [t = 0] \wedge [V_{ref,moy} < 0] \wedge [V_{c2} < V_{c2,ref}]\} \quad (4.35)$$

Les conditions initiales du système sont définies par :

$$Init = \{q_3\} \times \{(V_{c1} < V_{c1,ref}) \wedge (V_{c2} < V_{c2,ref}) \wedge (I = 0)\} \quad (4.36)$$

La figure 4.19 présente l'automate hybride du convertisseur à deux cellules avec $T_{ij} = G(q_i, q_j)$ comme conditions de transition. Les transitions entre les différents modes sont définies en fonction des conditions d'invariance. Si une condition d'un mode courant est violée, le système doit commuter vers un autre mode selon la transition vérifiée afin de retrouver son équilibre tout en respectant les règles d'adjacence. Sachant que les conditions établies précédemment permettent d'assurer l'équilibrage des tensions des condensateurs flottants V_{c1} et V_{c2} autour des valeurs de références, ainsi que la poursuite de la référence de la tension de charge.

4.5 Résultats de simulations de la commande hybride

Cette section sera consacrée à la présentation des résultats des simulations du système afin de valider la commande proposée dans le paragraphe précédent. Les paramètres du système utilisés sont résumés par la table A.4.

4.5.1 Commande de l'onduleur sous conditions constantes

Nous avons commencé avec un test où le convertisseur était alimenté avec à une tension de $1000V$. Nous avons choisi une référence de tension sinusoïdale d'amplitude $600V$ de fréquence $100Hz$. L'échelle de temps réduite a été faite sur une période de découpage $T_d = 0.0001s$. Les résultats sont illustrés sur la figure 4.20.

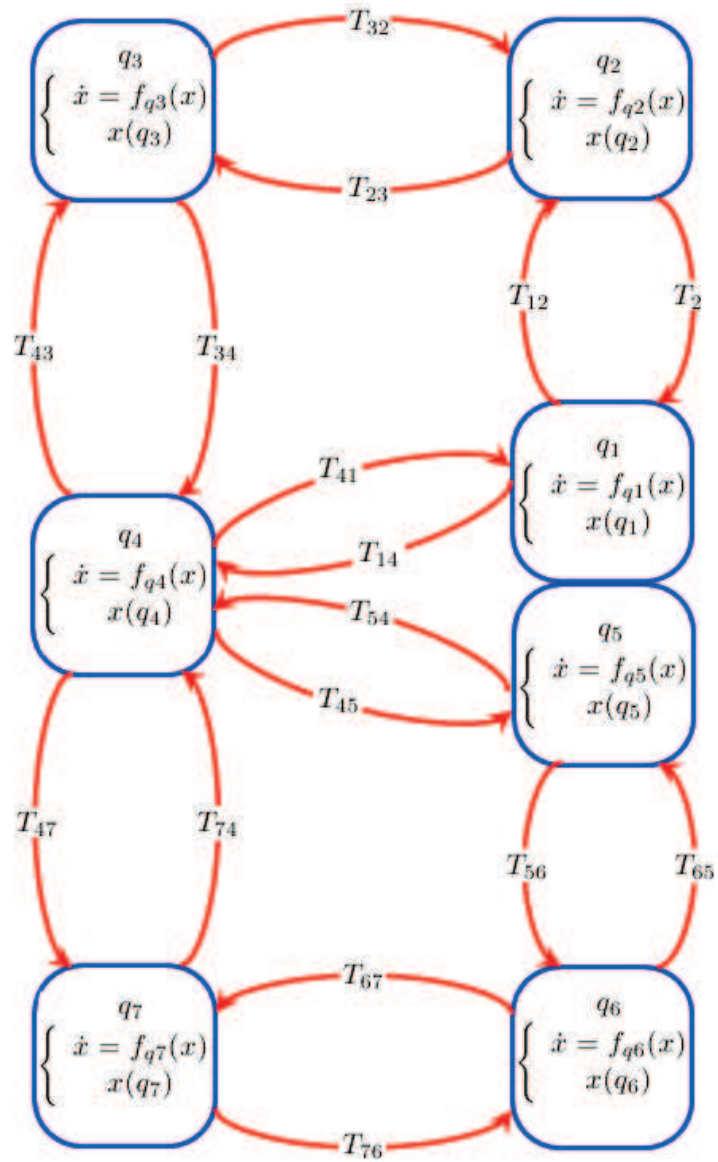


FIGURE 4.19 – l'automate hybride d'un bras multicellulaire à deux cellules

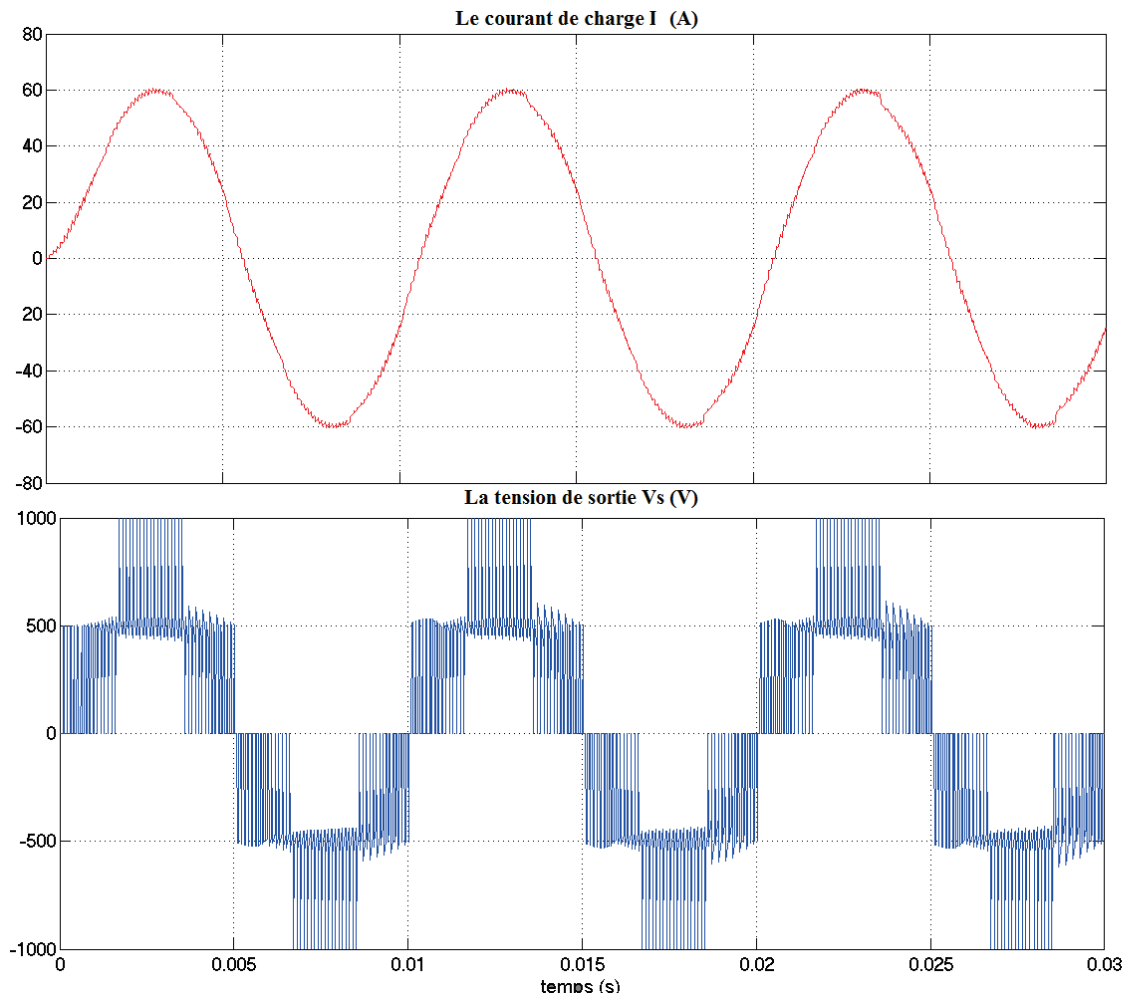


FIGURE 4.20 – Allure du courant de charge et celle de la tension de sortie avec commande hybride en régime permanent

En régime permanent, l'allure du courant a une forme sinusoïdale, donc la tension de sortie suit la référence sinusoïdale. De même, cette dernière prend évolue sur les cinq niveaux de tension possibles grâce aux tensions flottantes équilibrées.

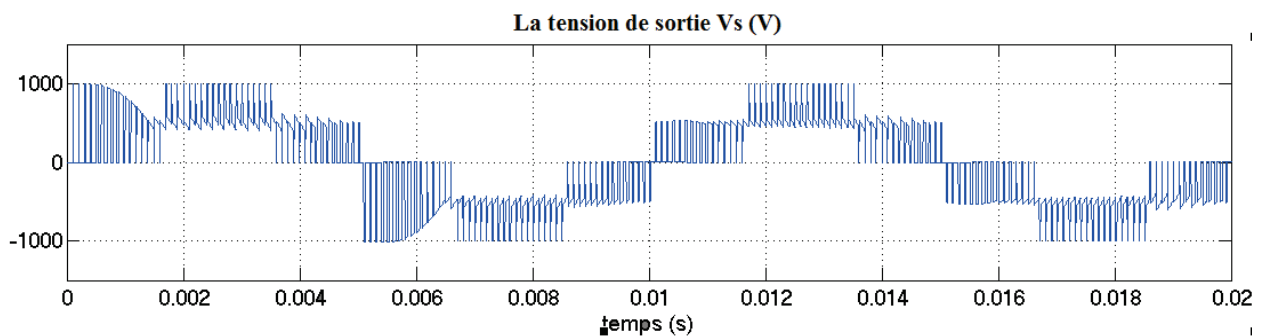


FIGURE 4.21 – Allure de la tension de sortie avec commande hybride en régime transitoire

En régime transitoire, le niveaux intermédiaire n'apparaît pas $E/2$ (et $-E/2$) sur la première période; tel que la valeur intermédiaire de tension varie entre $E/2$ et E (ensuite entre $-E/2$ et $-E$) avant de stabiliser sur $E/2$ (et $-E/2$); ce qu'on explique par un stade

transitoire dans l'évolution des tensions flottantes avant la convergence vers les valeurs de références. Ceci peut être confirmé par la figure 4.22 qui illustre la variations des tensions des condensateurs.

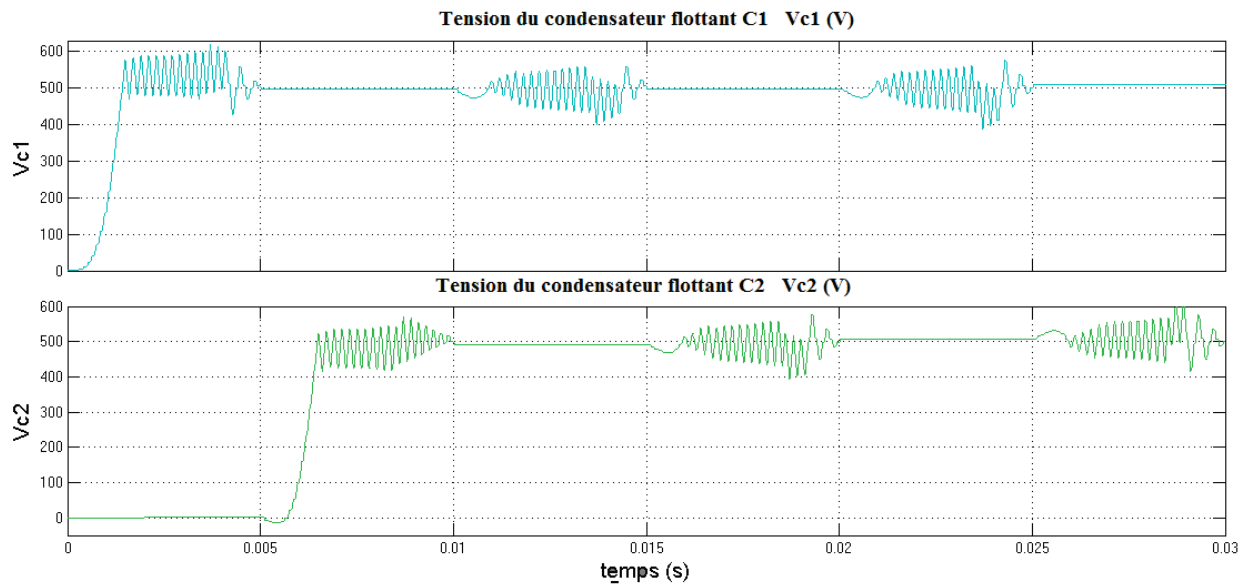


FIGURE 4.22 – Allure des tensions flottantes avec commande hybride en régime transitoire

Cette figure permet de visualiser clairement le régime transitoire d'équilibrage des tensions flottantes. Les tensions flottantes convergent vers leurs valeurs de référence au bout d'une période, à la différence de la commande en boucle ouverte où l'équilibrage se fait après trente périodes. Cependant, la commande hybride présente une ondulation 10% autour de la valeur de référence, au moment où la MLI engendre une ondulation de 4% seulement. Malgré ça, la commande hybride améliore le contenu harmonique de la tension de sortie comme l'illustre la figure 4.23

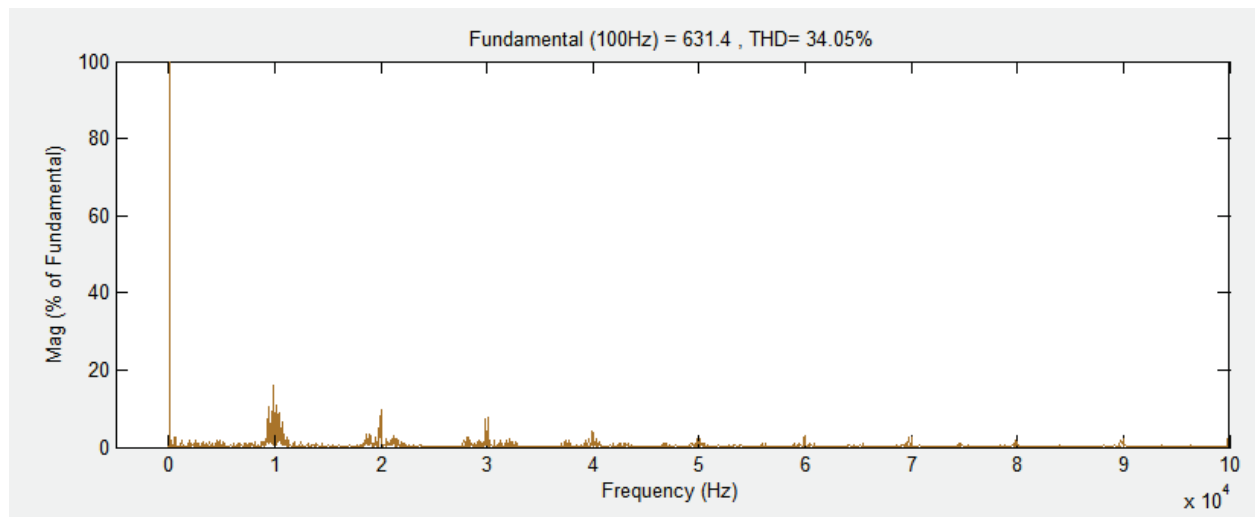


FIGURE 4.23 – Contenu harmonique de la tension de sortie avec commande hybride

4.5.2 Commande de l'onduleur avec variations de la tension d'alimentation

Afin d'étudier les performances de notre algorithme, nous allons faire un test sur le système précédent mais avec une variation en échelon de la tension d'entrée. Les figures 4.24 et 4.25 illustrent les résultats du test. La tension de sortie suit sa référence (à travers le graphe du courant) malgré le changement de la tension à l'entrée du convertisseur. Par ailleurs, à l'instant de variation, on observe une présence d'un régime transitoire d'équilibrage des tensions flottantes. Ensuite, on remarque que la tension n'évolue que sur les deux niveaux 0 et $E/2$, ce qui est dû au fait que l'amplitude de la référence (600V) est inférieure à la moitié de la tension d'entrée (700V). La figure 4.25 montre le maintien d'équilibre des tensions flottantes au cours de la première phase. Pour la deuxième partie, les tensions convergent vers leurs valeurs de référence dès l'apparition de la variation dans la tension d'entrée puis se stabilisent.

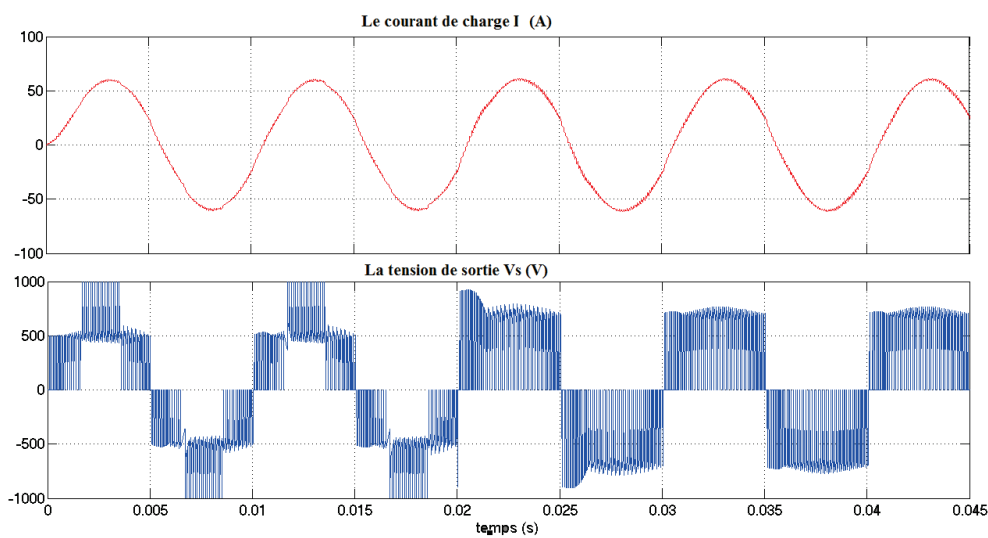


FIGURE 4.24 – Allure du courant de charge et celle de la tension de sortie avec commande hybride et variation de la tension d'alimentation

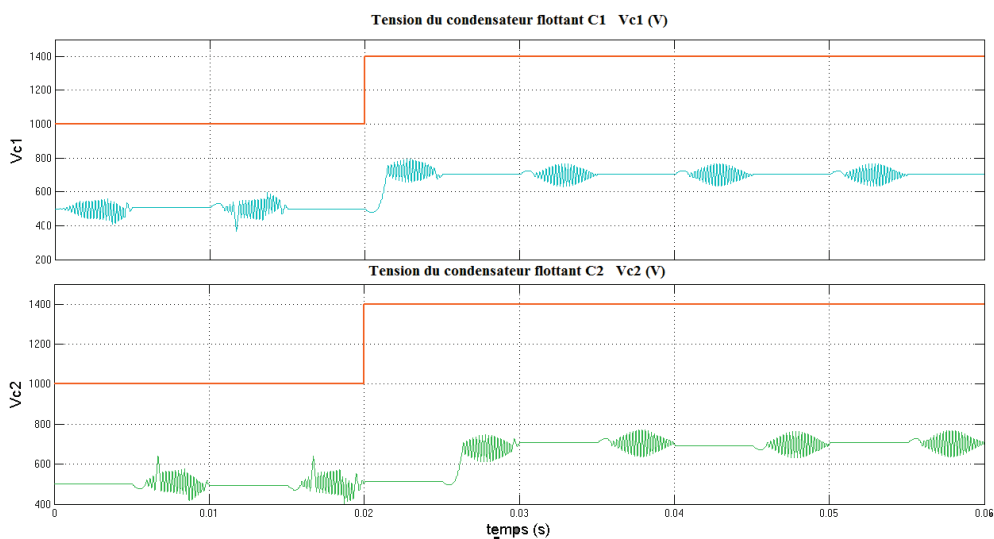


FIGURE 4.25 – Allure des tensions flottantes avec commande hybride et variation de la tension d'alimentation

4.5.3 Commande de l'onduleur avec changements de référence

Le test mené dans cette section était pour étudier le comportement de l'algorithme de commande vis-à-vis aux changements de référence. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 4.26 et 4.27. Ces figures nous montrent que l'algorithme proposé répond aux objectifs de commande en assurant une poursuite de référence appréciable avec un équilibrage adéquat des tensions flottantes autour des valeurs optimales.

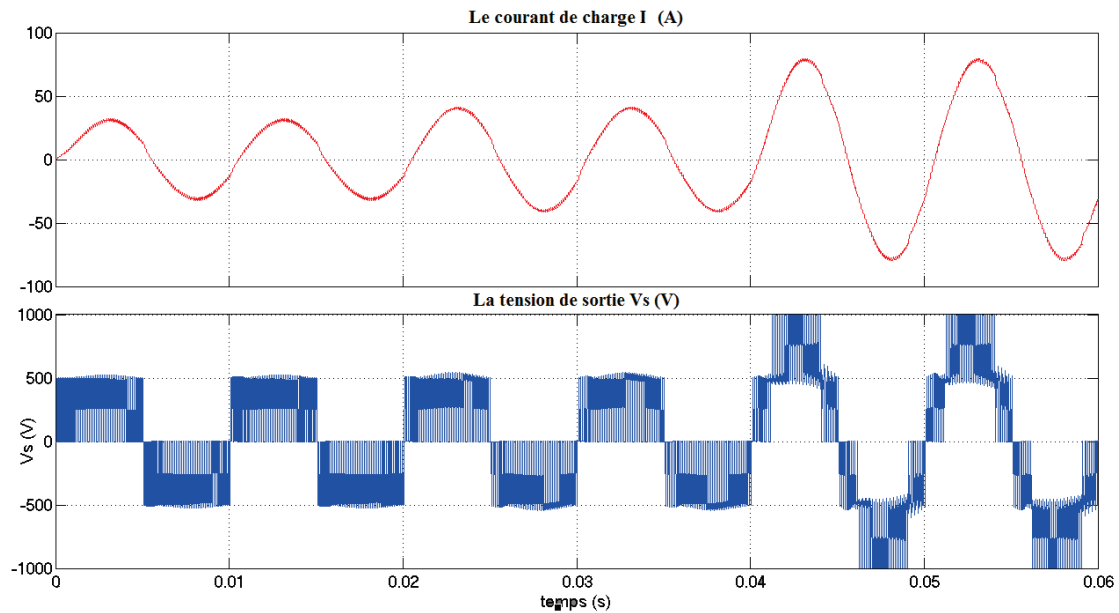


FIGURE 4.26 – Allure du courant de charge et celle de la tension de sortie avec commande hybride et variation de référence de tension de sortie

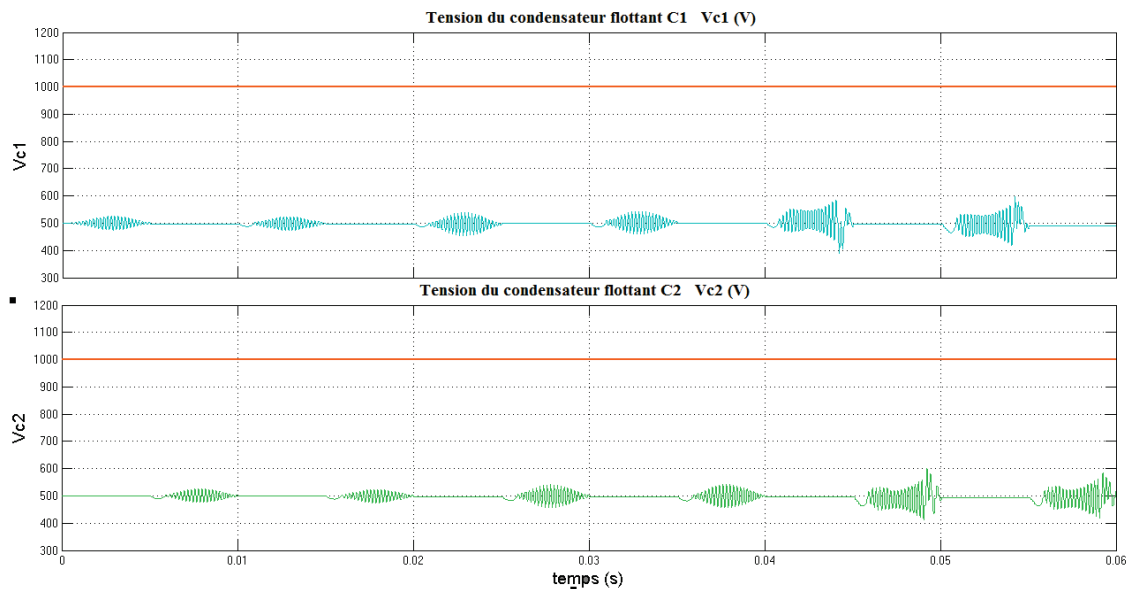


FIGURE 4.27 – Allure des tensions flottantes avec commande hybride et variation de référence de tension de sortie

4.6 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude du fonctionnement d'un onduleur multicellulaire en pont complet. Nous avons commencé par une présentation de la commande MLI en boucle ouverte qui permet d'assurer une poursuite de référence sans boucle de rétroaction. Cependant, elle présente l'inconvénient de la lenteur de la dynamique d'équilibrage des tensions flottantes. Ensuite, nous avons proposé notre commande en boucle fermée avec le développement d'un automate hybride pour la régulation des tensions flottantes.

Deuxième partie

Optimisation d'une Chaîne de Production Photovoltaïque par l'approche SDH

Energie Photovoltaïque et Problématique MPPT

5.1 Introduction

L'effet photovoltaïque est une technologie qui transforme le rayonnement lumineux en électricité. Une curiosité scientifique découverte par le physicien français Edmond Becquerel en 1839 et dont Einstein en expliqua les mécanismes en 1912 qui resta une recherche de laboratoire jusqu'aux années 50. Becquerel découvrit que certains matériaux délivrent une petite quantité d'électricité quand on les expose à la lumière. Dès les années 50, de rapides progrès furent obtenus par les équipes de *Bell Laboratories* qui fabriquèrent la première cellule au silicium cristallin de rendement 4% à partir du procédé de tirage *Czochralski*. En fait, c'étaient les programmes spatiaux qui donnèrent à cette technique ses premières applications commerciales. En 1958, le satellite artificiel américain *Vanguard* emportait un petit panneau de cellules solaires pour alimenter sa radio. Et depuis, les générateurs solaires ont été adoptés pour accompagner la conquête spatiale et assurer son alimentation en électricité. L'industrie des semi conducteurs contribua aussi largement au développement des cellules solaires ; après tout, la cellule solaire classique n'est rien d'autre qu'une grande diode ayant la surface de la totalité de la plaquette sur laquelle elle est déposée. Or, jusqu'au années 70, les photopiles étaient vraiment trop chères pour être utilisées sur terre. Et ce n'est que depuis le deuxième choc pétrolier, au début des années 80, qu'un intérêt s'est rapidement manifesté à travers le monde pour les applications énergétiques terrestres des photopiles solaires. L'utilisation du photovoltaïque, étant une énergie propre et inépuisable, s'est étendue dans les pays développés puis dans les pays émergents et ceux en voie de développement, afin de soulager ou assurer entièrement l'alimentation en électricité [RIC 97, PET 09, FAL 06].

5.2 Gisement solaire de l'Algérie

De par sa situation géographique (Afrique du Nord) et sa superficie de 2.4 millions de Km^2 , l'Algérie dispose d'un des gisements solaire les plus élevés au monde, qui dépasse les 5 Milliards de GWh . La durée d'insolation sur la quasi totalité du territoire national dépasse les 2000 heures annuellement et peut atteindre les 3900 heures (Hauts plateaux et Sahara). L'énergie reçue quotidiennement sur une surface horizontale de $1 m^2$ est de l'ordre de $5 KWh$ sur la majeure partie du territoire national, soit près de $1700 kWh/m^2/an$ au Nord et $2263 kWh/m^2/an$ au Sud du pays [MIN 12, SAH 10] comme résumé dans le tableau 5.1.

| Régions | Région côtière | Hauts Plateaux | Sahara |
|--|----------------|----------------|--------|
| Superficie (%) | 4 | 10 | 86 |
| Durée moyenne d'ensoleillement (heures/an) | 2650 | 3000 | 3500 |
| Energie moyenne reçue ($kWh/m^2/an$) | 1700 | 1900 | 2650 |

TABLE 5.1 – Potentiel solaire en Algérie

5.3 Applications de l'énergie photovoltaïque

La production de l'énergie photovoltaïque repose sur la conversion de l'irradiation solaire incidente en puissance électrique via le générateur photovoltaïque. Généralement, on distingue deux types d'installations comme illustré sur la figure 5.1 :

- *Non autonome* ou *grid connected* : le générateur est rattaché au réseau de distribution électrique tel que le surplus d'énergie produite est injecté au réseau public.
- *Autonomes* ou *stand-alone* : ces installations sont isolées du réseau de distribution électrique, elles doivent assurer la couverture de la demande de la charge à tout instant. Elles sont généralement munies d'un système de stockage pour répondre à la consommation en cas d'absence du soleil.

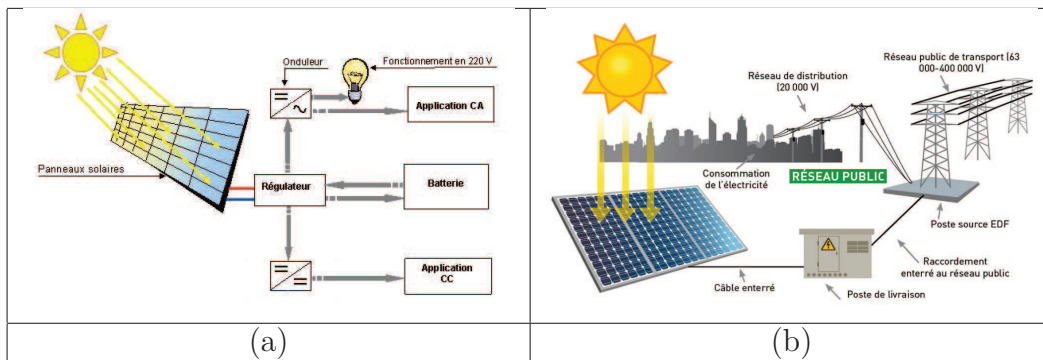


FIGURE 5.1 – Installations photovoltaïques : (a) stand alone system (b) grid connected system

5.4 Effet Photovoltaïque

Afin de mieux comprendre les principes fondamentaux de la conversion photovoltaïque, nous rappellerons brièvement, dans cette section, le principe de la conversion de l'énergie solaire en énergie électrique reposant sur l'effet photoélectrique.

La conversion photovoltaïque peut être simplement définie comme la transformation de l'énergie des photons en énergie électrique grâce au processus d'absorption de la lumière par la matière. Lorsqu'un photon est absorbé par le matériau, il passe une partie de son énergie par collision à un électron l'arrachant littéralement de la matière. Ce dernier étant précédemment à un niveau d'énergie inférieur où il était dans un état stable passe alors vers un niveau d'énergie supérieur, créant un déséquilibre électrique au sein de la matière se traduisant par une paire électron-trou, de même énergie électrique. Généralement, la paire électron-trou revient rapidement à l'équilibre en transformant son énergie électrique en énergie thermique. Toute l'énergie des photons n'arrivant pas à se transformer en électricité est absorbée par le matériau sous forme thermique. Le matériau constituant les capteurs PV

a alors sa température interne qui augmente proportionnellement à l'énergie solaire reçue. Le taux de conversion photon-électron est faible car un certain nombre de conditions doivent être réunies pour que ce phénomène se produise. L'effet thermique est donc majoritaire sur la plupart des capteurs détériorant d'autant plus les performances de ces derniers [EME 96]. Néanmoins, même si le phénomène électrique est secondaire devant le phénomène thermique, récupérer tout ou une partie de l'énergie électrique est le premier objectif des capteurs photovoltaïques sous forme de cellules ou de générateurs. [PET 09].

5.5 Structure générale d'un capteur solaire

Les cellules solaires ont une structure similaire qui ne dépend pas du semi conducteur utilisé ; malgré qu'elles sont, généralement, fabriquées en silicium cristallin. Ainsi, elles sont constituées de deux couches d'un semiconducteur d'épaisseurs différentes, l'une dopée positivement « p » (la couche inférieure) et l'autre négativement « n » (la couche supérieure) avec ce qu'on appelle l'apport ciblé d'atomes étrangers (en général, le bore et le phosphore) créant ainsi une jonction P-N et, par la suite, une barrière de potentiel au niveau de la jonction. Donc, lorsque la cellule est éclairée le champ électrique généré dans cette zone permet de séparer les électrons des trous, et de les véhiculer dans des sens différents, ce qui va créer une différence de potentiel entre les deux couches (voir figure 5.2). Cette dernière est mesurable entre les connexions des bornes positives et négatives de la cellule, sachant que les deux couches sont en contact avec deux électrodes. C'est ainsi qu'on peut récolter la puissance convertie à travers une charge continue. De plus, les cellules sont recouvertes d'une couche antireflet lumineux afin d'emprisonner le maximum de photons en étant exposées au rayonnement solaire dans le but d'augmenter leurs rendement. Cette dernière est aussi protégée par une couche de verre contre les conditions extérieures défavorables, comme illustré sur la figure 5.3. Pour plus de détails sur les phénomènes physiques mis en jeu pour assurer cette conversion photovoltaïque le lecteur est invité à se référer à [RIC 97, LUQ 03]

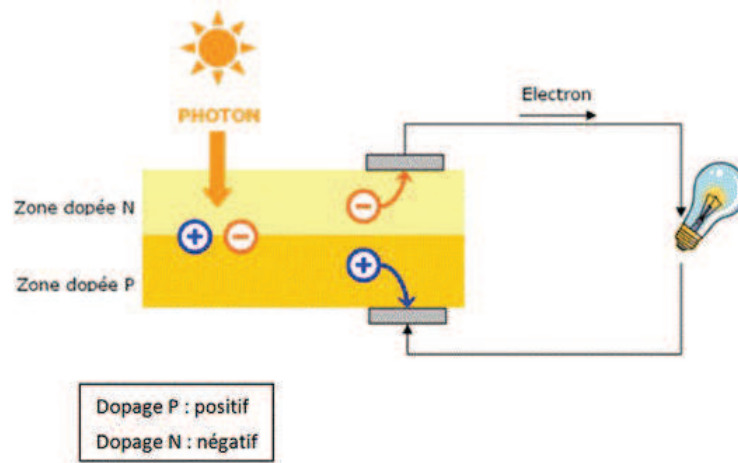


FIGURE 5.2 – La structure structure générale d'un capteur solaire

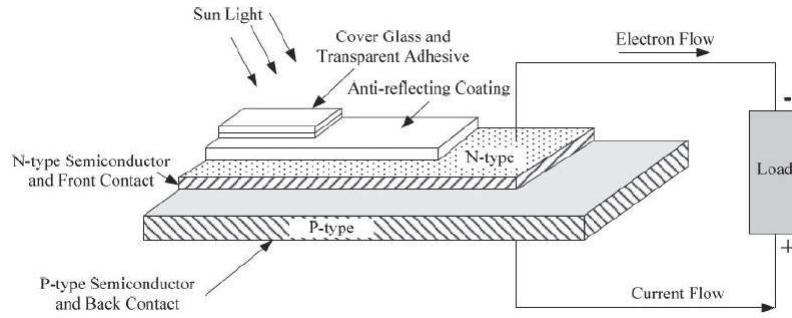


FIGURE 5.3 – Coupe verticale d'une cellule solaire

Par ailleurs, la cellule solaire présente des caractéristiques statiques de courant et de puissance en fonction de la tension d'une forme non linéaire comme illustré sur la figure 5.4.

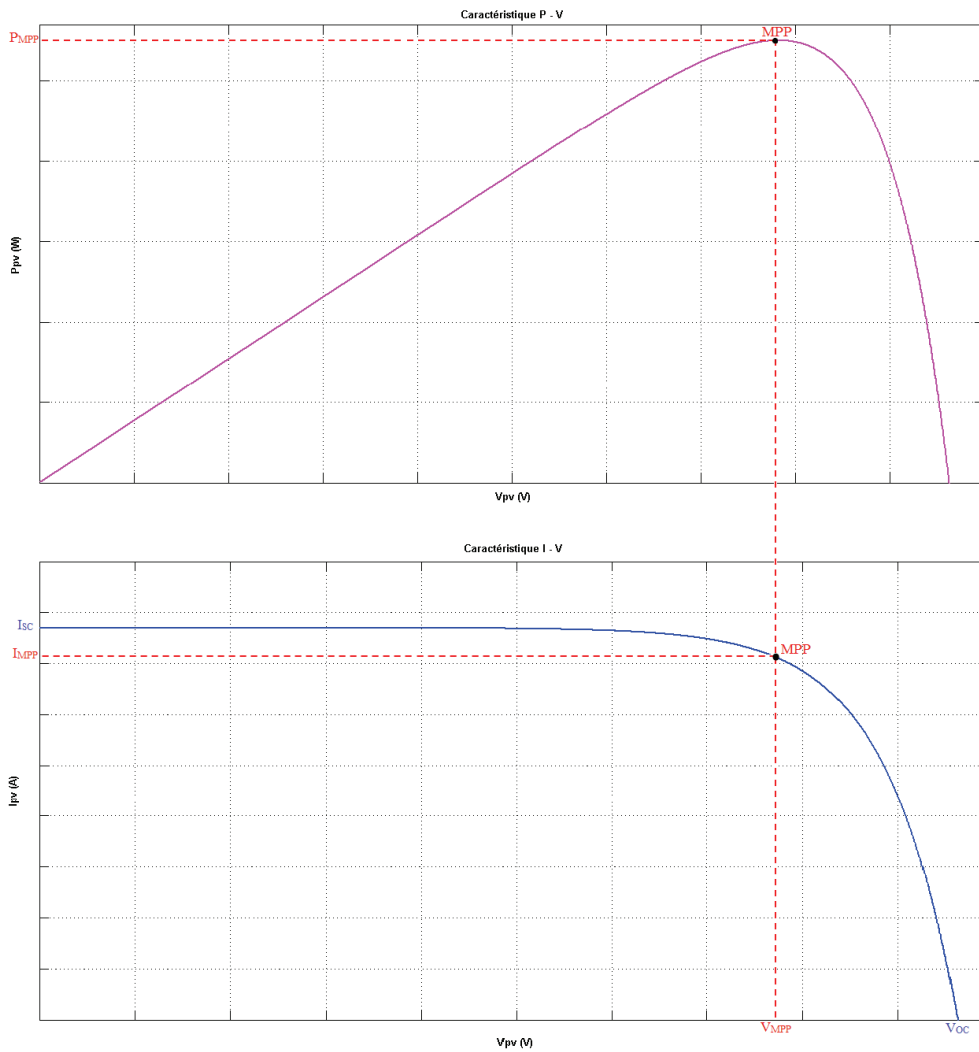


FIGURE 5.4 – Les caractéristiques statiques d'une cellule photovoltaïque

En analysant ces caractéristiques, on observe trois points importants :

- Le premier point correspond au point de fonctionnement à tension nulle, où la cellule fournit un courant maximum, nommé courant de court-circuit I_{sc} .
- Le deuxième point correspond au point de fonctionnement à vide, où la cellule présente une tension maximale, nommée tension de circuit ouvert V_{oc} .
- Le troisième point correspond au point de fonctionnement où la puissance est égale à la puissance maximale que peut fournir la cellule, caractérisé par les coordonnées $(V_{MPP}, I_{MPP}, P_{MPP})$.

De plus, ces caractéristiques statiques sont variables dans le temps à cause des changements de conditions de travail externes, à cause de la sensibilité des paramètres de la cellule aux variations météorologiques. Les plus importants facteurs sont la température et l'irradiation solaire comme présenté sur la figure 5.5.

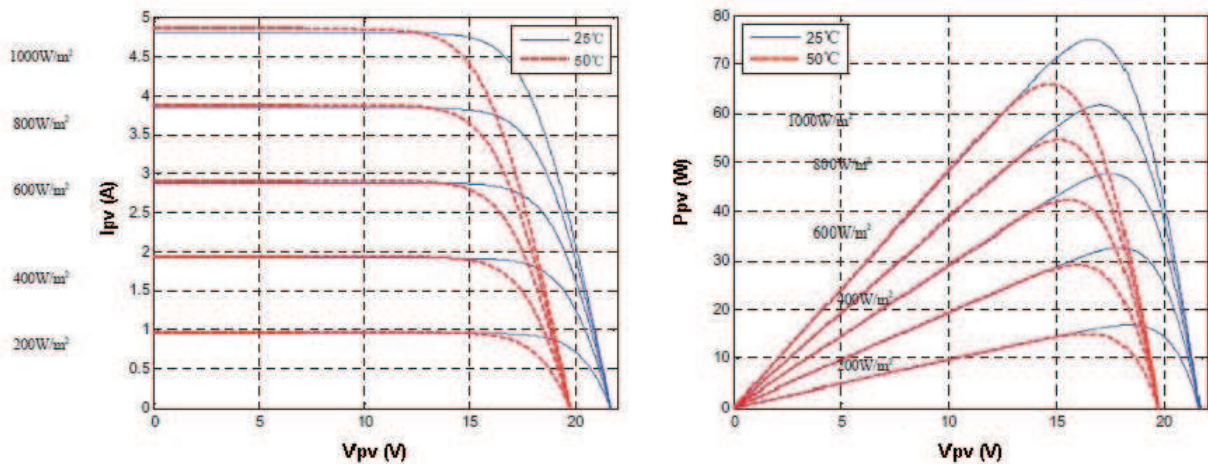


FIGURE 5.5 – Les caractéristiques statiques sous changements de conditions météorologiques

5.6 Technologie des cellules photovoltaïques

La cellule photovoltaïque élémentaire constitue un générateur de très faible puissance vis-à-vis des besoins de la plupart des applications domestiques ou industrielles. Une cellule élémentaire de quelques dizaines de centimètres carrés délivre, au maximum, quelques watts sous une tension inférieure au volt (tension de jonction PN) [CAB 08]. Donc, pour produire plus de puissance, plusieurs cellules doivent être assemblées créant ainsi un module ou un panneau photovoltaïque. Tel que, la connexion en série des cellules permet d'augmenter la tension de l'ensemble, tandis que la mise en parallèle permet d'accroître le courant. Le câblage série/parallèle est donc utilisé pour obtenir globalement un générateur photovoltaïque aux caractéristiques souhaitées.

Sur le marché international, au moins 100 fabricants proposent actuellement 800 modules photovoltaïques différents. Leur point commun est de produire du courant électrique par incidence lumineuse. Ces modules diffèrent dans la technologie utilisée pour leur conception tel

que près d'une douzaine de matériaux sont disponibles sur le marché malgré que la technologie photovoltaïque la plus utilisée depuis la création des premières cellules correspond à la filière silicium de type cristallin qui représente actuellement 90% de la production mondiale pour les applications terrestres. Ceci peut s'expliquer par le fait que l'industrie photovoltaïque profite régulièrement du développement de l'industrie des semi-conducteurs qui est capable de fournir une matière première d'excellente qualité pour les panneaux solaires ainsi que des processus de fabrication totalement maîtrisés [PET 09, FAL 06].

Selon leur matériau de base, les cellules peuvent être divisées en 3 groupes [?] :

- Cellules au silicium monocristallin, elles sont les plus répandues, elles ont la meilleure efficacité qui varie généralement de 13 à 18 %. Leur durée de vie est habituellement de plus de 25 à 30 ans.
- Cellules au silicium polycristallin, possèdent les mêmes caractéristiques physiques, cependant elles ont une efficacité légèrement inférieure, soit de 12 à 15 %.
- Cellules à couche mince (cellules amorphes au silicium et autres matériaux tels que : CIS, CdTe, GaAs). Leur efficacité est moindre, elle varie de 6 à 10 % et leur durée de vie est généralement inférieure à 20 ans.

5.7 Modélisation électrique d'un module photovoltaïque

Le domaine « Génie électrique » étant notre spécialité, nous sommes amenés à utiliser les modèles électriques pour décrire le comportement d'un module photovoltaïque. Or, cette modélisation passe nécessairement par un choix judicieux des circuits électriques équivalents. Plusieurs modèles mathématiques ont été développés pour représenter le comportement fortement non linéaire de la jonction semi conductrice. Cependant, la grande majorité de ces modèles nécessitent des méthodes d'identification ou d'approximation pour déterminer les paramètres non disponibles dans les datasheets. De ce fait, nous avons choisi le modèle développé par BELLINI et al. ; un modèle simplifié qui n'utilise que les paramètres fournis par le fabricant [BEL 09].

Cette modélisation exprime le courant par la formule suivante :

$$I_{ph} = I_{sc} \left[1 - C_1 \left(\exp\left(\frac{V_{pv}}{C_2 V_{oc}}\right) \right) \right] \quad (5.1)$$

Avec :

$$C_1 = \left(1 - \frac{I_{MPP}}{I_{sc}} \right) \exp\left(\frac{-V_{MPP}}{C_2 V_{oc}}\right) \quad (5.2)$$

Et :

$$C_2 = \frac{\left(\frac{V_{MPP}}{V_{oc}} - 1\right)}{\ln\left(1 - \frac{I_{MPP}}{I_{sc}}\right)} \quad (5.3)$$

Les coefficients C_1 et C_2 dépendent des paramètres du module :

- Le courant de court circuit I_{sc}
- La tension de circuit ouvert V_{oc}
- La tension du point de puissance maximale V_{MPP}
- Le courant du point de puissance maximale I_{MPP}

Ces paramètres peuvent être exprimés par :

$$I_{sc}(G, T) = I_{scs} \frac{G}{G_s} [1 + \alpha(T - T_s)] \quad (5.4)$$

$$I_{MPP}(G, T) = I_{MPPs} \frac{G}{G_s} [1 + \alpha(T - T_s)] \quad (5.5)$$

$$V_{oc}(T) = V_{ocs} + \beta (T - T_s) \quad (5.6)$$

$$V_{MPP}(T) = V_{MPPs} + \beta (T - T_s) \quad (5.7)$$

Où : I_{scs} , V_{ocs} , I_{MPPs} , V_{MPPs} sont définies aux conditions standards ($G_s = 1000W/m^2$, $T_s = 25^\circ C$) ; α et β sont les coefficients de température de courant et de tension respectivement. Toutes ces données sont effectivement fournies dans les datasheets des fabricants.

5.8 Problématique de production de la puissance maximale

Les panneaux solaires de première génération étaient généralement dimensionnés pour que leurs point de fonctionnement qui fournit une puissance maximale correspondent à la tension nominale standard de batteries, soit 12 ou 24 Volts. Grâce à cette configuration, une simple connexion directe via une diode anti-retour suffit pour faire le transfert d'énergie du générateur photovoltaïque à la charge. Cependant, la sensibilité des modules photovoltaïques aux conditions extérieures aléatoires, éclairément et température, ainsi que le changement brutal du comportement de la charge en fonction de l'utilisation, induisent des pertes énergétiques importantes.

5.8.1 La connexion directe GPV-charge

La connexion directe du champ solaire photovoltaïque à une charge , comme illustré dans la figure 5.6 est considérée comme la configuration la plus simple d'une chaîne de production photovoltaïque. Où le système est protégé via une diode anti-retour qui s'oppose aux courants négatifs. Ainsi, étant simples et classiques, ces d'installations sont les moins chers et les plus répandus.

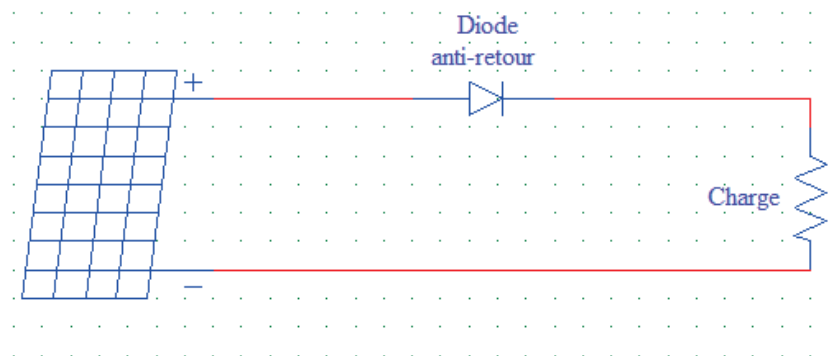


FIGURE 5.6 – Connexion directe GPV-charge via une diode anti-retour

Cependant, l'inconvénient majeur de cette connexion est sa dépendance directe à la charge. C'est à dire, la puissance fournie par le générateur photovoltaïque dépend fortement de la nature de la charge. En effet, la puissance extraite résulte de l'intersection entre la caractéristique $I(V)$ du GPV et celle de la charge, comme le montre la figure 5.7.

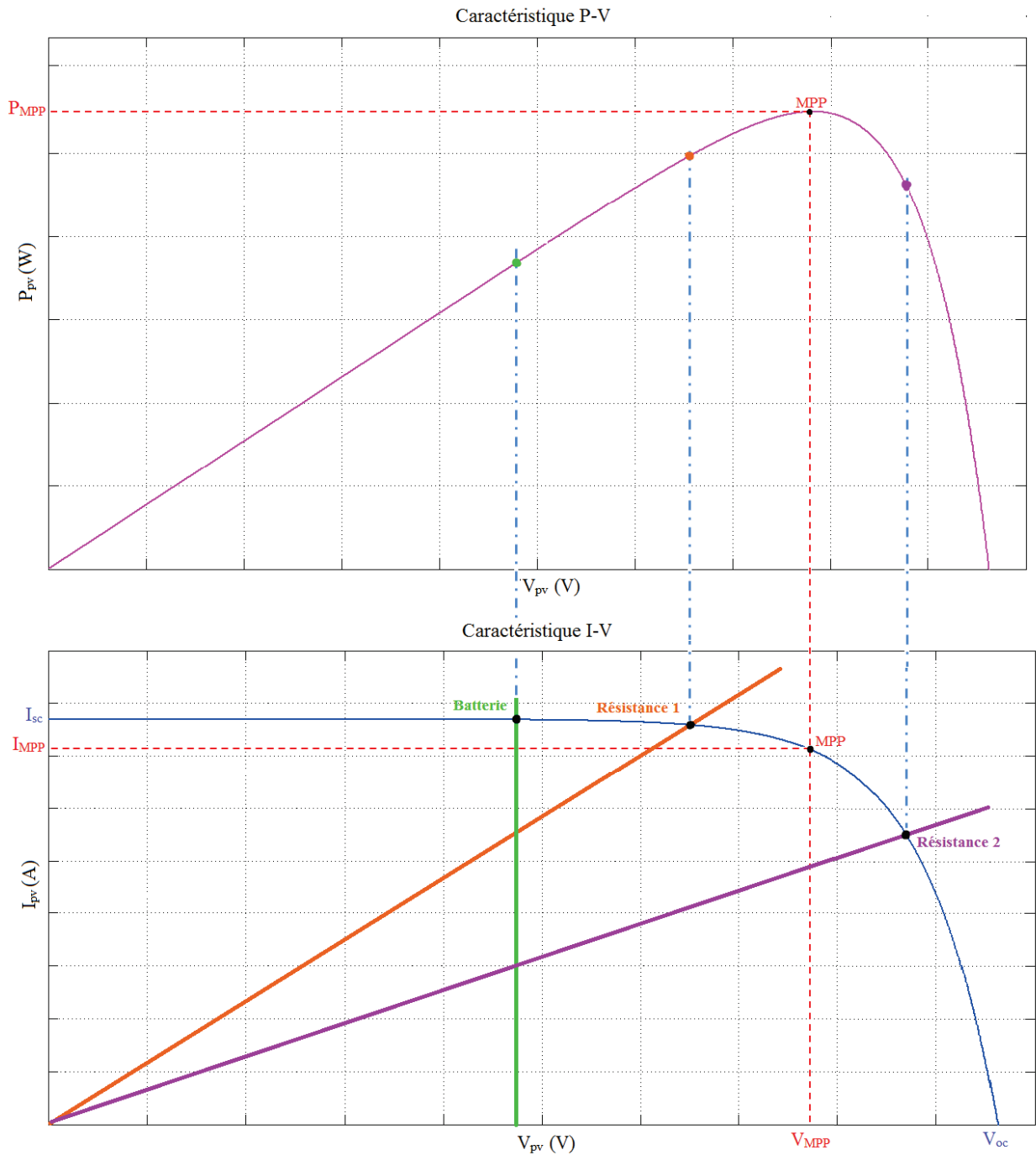


FIGURE 5.7 – Caractéristiques électriques d'un générateur photovoltaïque en connexion directe GPV-Charge

Ainsi, la puissance directement transmise à la charge, quelque soit sa nature (batterie, moteur, charge domestique, ou autre ...), est généralement loin de la puissance maximale

P_{MPP} que peut fournir le champs solaire. Les cas de figures illustrés montrent que le GPV est généralement mal exploité en utilisant la connexion directe; tel qu'il ne fournit pas la puissance maximale potentielle, et la différence est perdue sous forme de chaleur dissipée dans le module.

5.8.2 Nécessité d'un étage d'adaptation

Ayant des caractéristiques non linéaires et dépendantes des conditions météorologiques, la production électrique d'un module photovoltaïque est fortement sensible aux variations climatiques aléatoires, éclaircissement et température. Dans ce sens, Cid Pastor a présenté les caractéristiques I-V (Courant-Tension) et P-V (Puissance-Tension) de la figure 5.8 dans [CID 06]. Ces courbes ont été obtenues à partir de plusieurs mesures faites sur deux générateurs PV BP 585 connectés en série, au cours d'une même journée, sous différentes conditions d'ensoleillement et de température (forte irradiation et temps nuageux). Effectivement, ces résultats montrent l'effet des changements de conditions extérieures sur les modules photovoltaïques. Ces changements de temps affectent remarquablement le courant et la tension générés par le module photovoltaïque, et par la suite, la puissance fournie en sortie du générateur.

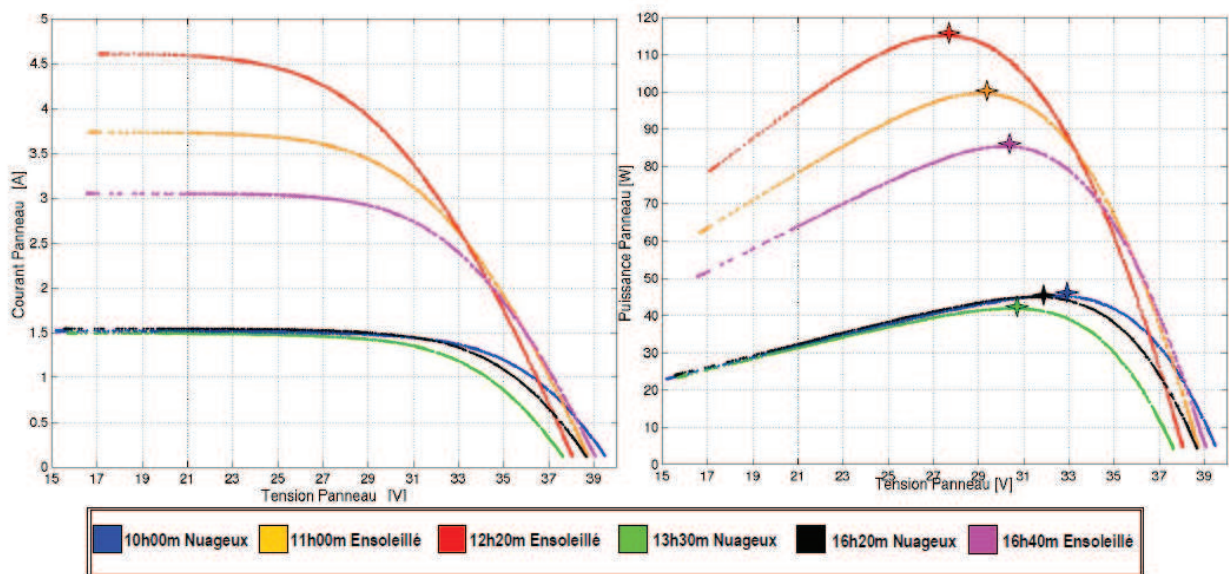


FIGURE 5.8 – Variations des caractéristiques statiques d'un module avec les variations météorologiques

D'un autre côté, on sait bien que le point de fonctionnement dépend de la droite de charge du matériel alimenté; autrement dit, il dépend de l'impédance de sortie du panneau photovoltaïque. Or, n'importe quelle charge (batteries ou appareils domestiques ou autres) a son propre comportement, qui peut varier brutalement en fonction de la consommation de l'utilisateur, et qui est souvent difficile à prévoir. C'est ainsi que, généralement, l'écart trouvé entre la puissance potentielle du générateur et celle réellement transférée à la charge en mode connexion directe est très fort. Ainsi, dans le but d'extraire le maximum de puissance à partir des photons lumineux absorbés, il est intéressant d'intercaler un étage d'adaptation entre le générateur photovoltaïque et la charge alimentée, comme le montre la figure 5.9.

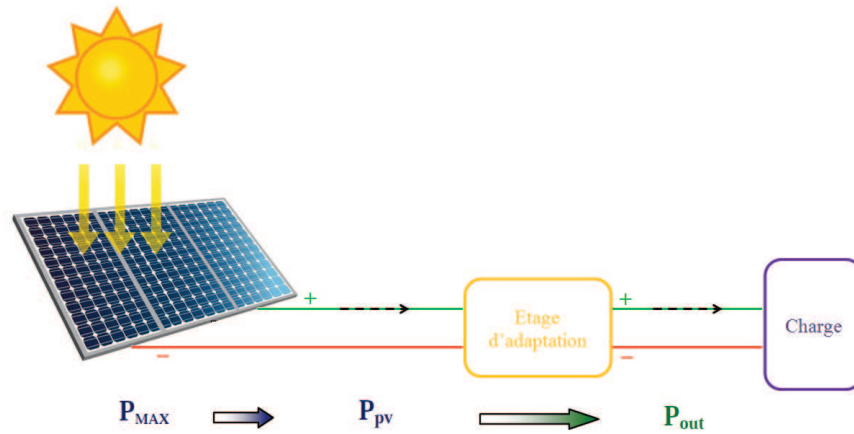


FIGURE 5.9 – Etage d’adaptation jouant le rôle d’interface de puissance entre le GPV et la charge

Ce dernier, par le biais d’une commande spécifique est alors susceptible de permettre au générateur de délivrer sa puissance maximale P_{max} en faisant glisser n’importe quel point de fonctionnement au point de fonctionnement nominal MPP pour une courbe $I(V)$ donnée; tout en assurant que la tension ou bien le courant de la charge correspond bien aux caractéristiques de cette dernière.

5.8.3 Présentation de l’étage d’adaptation

La solution communément adoptée, de sorte à amener le générateur PV à fonctionner le plus souvent possible dans son régime optimal, est l’introduction d’un convertisseur statique $DC - DC$ pour jouer le rôle d’adaptateur de puissance entre la source et la charge (figure 5.10). Ce qui permet, par la suite, d’assurer l’optimisation du transfert de puissance.

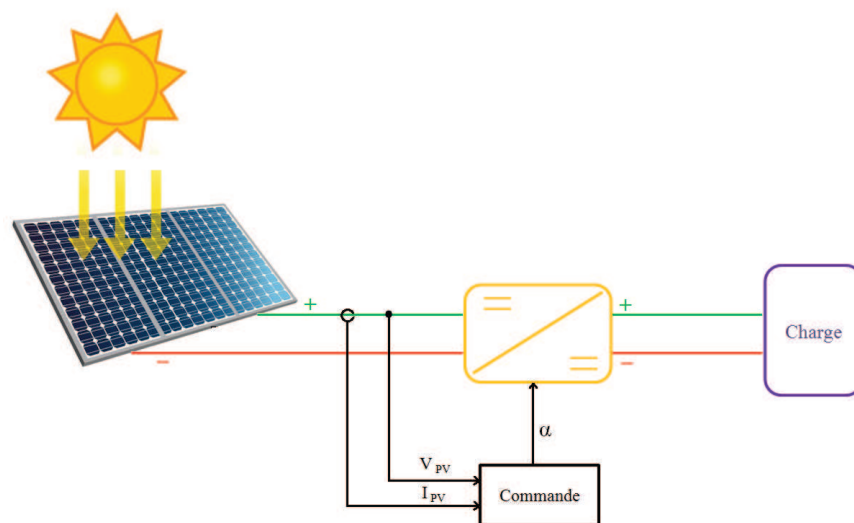


FIGURE 5.10 – Etage d’adaptation jouant le rôle d’interface de puissance entre le GPV et la charge

Ceci dit, dans notre étude, on s'intéressera à assurer l'optimisation d'une chaîne photovoltaïque au moyen d'un convertisseur statique DC-DC à cellules imbriquées (convertisseurs multicellulaires série). Son schéma de principe est illustré sur la figure 5.11.

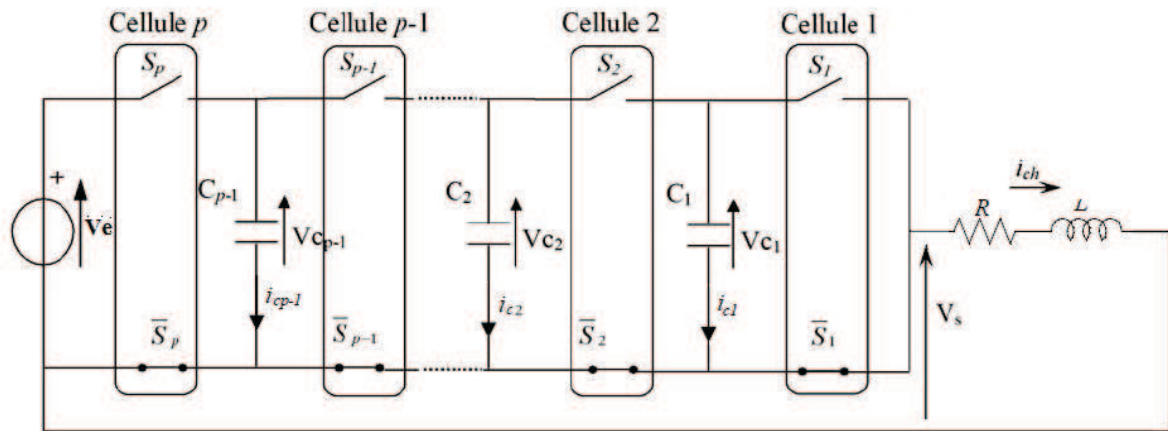


FIGURE 5.11 – Convertisseur multicellulaire série à p cellules de commutation

Le système est, généralement, muni d'un filtre d'entrée afin de pouvoir lisser les variations instantanées brusques de la tension du générateur photovoltaïque. Ce dernier doit être dimensionné de sorte à pouvoir assurer le filtrage sans retarder la réponse du système.

5.9 Principe de la recherche du point de puissance maximale

Comme déjà présenté précédemment, l'optimisation de fonctionnement de la chaîne photovoltaïque se fait via un convertisseur statique. Pour faire cette adaptation de puissance, le convertisseur en question doit être commandé par un régulateur qui fait ajuster son rapport cyclique α , de manière automatique, afin d'avoir une connexion optimisée entre la source et la charge. Ainsi, le générateur fonctionnera au PPM. De même, la charge aura la possibilité de varier à sa guise, dans la mesure où le point d'intersection source-charge continue à exister (figure 5.12). Les techniques de commande utilisées pour ces boucles de régulation sont appelées commandes *MPPT* pour dire *Maximum Power Point Tracking*, du fait qu'elles amènent le point de fonctionnement naturel au point de puissance maximale à tout instant quelques soient les instabilités météorologiques ou variations brutales de la charge.

Particulièrement, les trois cas de perturbations généralement distingués sont illustrés sur la figure 5.13. Cette dernière montre que les trois types de variations ((a) variation d'ensoleillement, (c) variation de température ou (b) variation de charge) causent un basculement du point de fonctionnement de la position de puissance maximale *PPM1* vers un nouveau point *P1* plus ou moins éloigné de l'optimum. Ainsi, afin de faire converger ce point de fonctionnement vers un nouvelle position optimale *PPM2*, on doit réajuster la valeur du rapport cyclique du convertisseur utilisé.

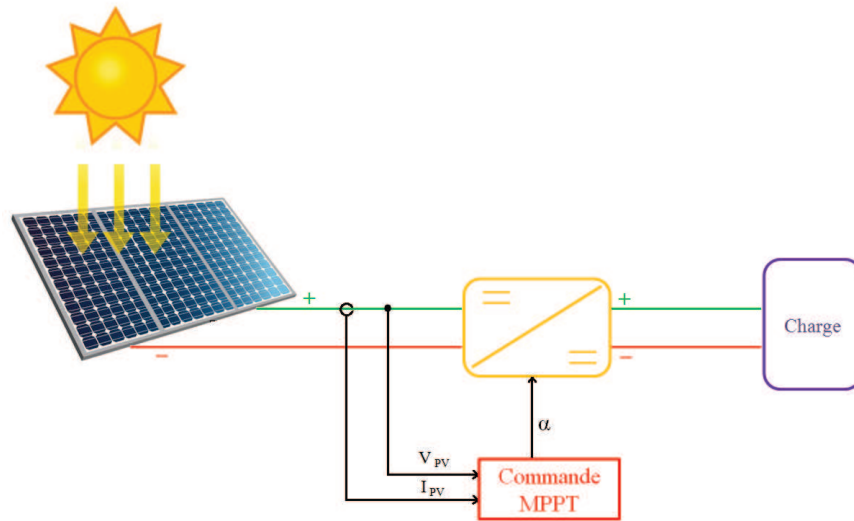


FIGURE 5.12 – Etage d’adaptation avec commande MPPT

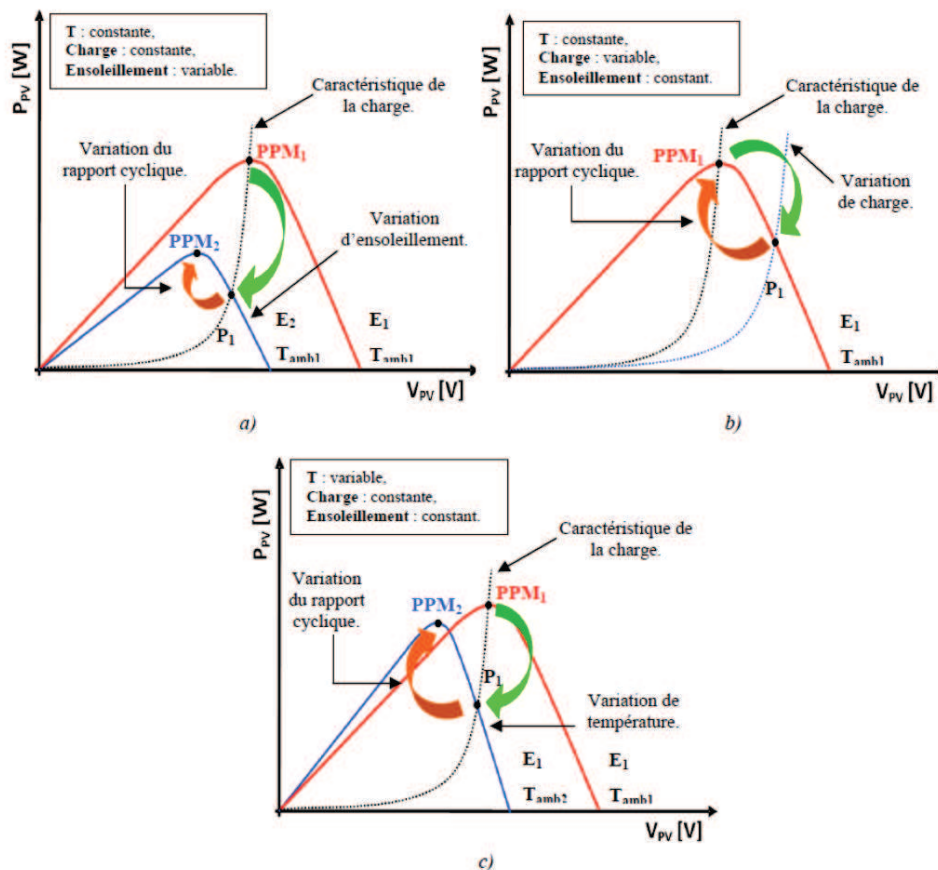


FIGURE 5.13 – Recherche et recouvrement du Point de Puissance Maximale suite à des perturbations externes [TAL 11] : (a) variation d’ensoleillement (b) variation de charge (c) variation de température

5.10 Synthèse des différents MPPT rencontrés dans la littérature

5.10.1 Introduction

En vue d'une adaptation automatique de puissance, plusieurs lois de commande ont été élaborées, ayant toutes pour objectif la recherche du MPP du système en se basant sur la nature convexe des courbes de puissance du générateur photovoltaïque. De même, les publications sur ces commandes assurant un fonctionnement de type MPPT continuent à apparaître régulièrement dans la littérature depuis 1968, date de publication de la première loi de commande de ce type, adaptée à une source d'énergie renouvelable de type photovoltaïque. Nous allons à présent passer en revue les principales solutions MPPT disponibles.

5.10.2 Premier type de commande MPPT

L'algorithme mis en oeuvre dans les premières commandes MPPT était relativement simple. En effet, les capacités des microcontrôleurs disponibles à l'époque étaient faibles et les applications, surtout destinées au spatial avaient beaucoup moins de contraintes en variation de température et d'éclairement que les applications terrestres. Appliqué initialement au photovoltaïque, son principe a d'abord été décrit par A.F. Boehringer [BOE 68]. Cette commande est basée sur un algorithme adaptatif, qui permet d'optimiser le fonctionnement du système en l'amenant à son point de puissance maximale (MPP). Ce dernier est décrit en figure 5.14 et peut être implanté entièrement en numérique.

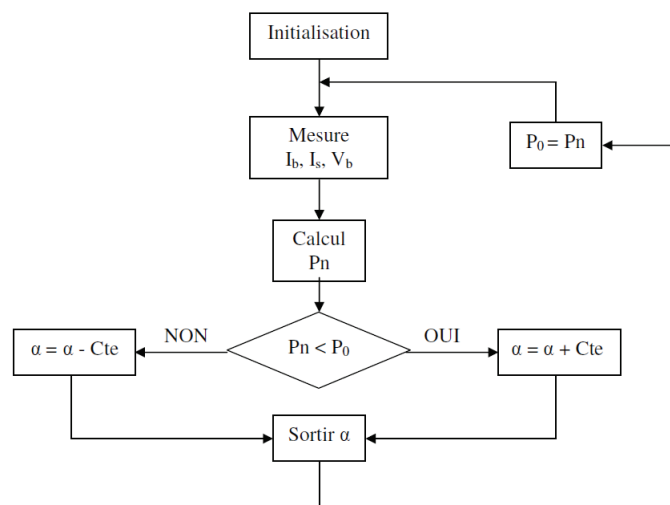


FIGURE 5.14 – Principe classique d'une MPPT

Il consiste à calculer la puissance à l'instant t_i à partir des mesures de I_{pv} et V_{pv} et de la comparer à celle stockée en mémoire, correspondant à l'instant t_{i-1} . De là, un nouveau rapport cyclique α est calculé et est appliqué au convertisseur statique. Ce principe est toujours valable du point de vue théorique et il est appliqué de nos jours sur des algorithmes numériques plus performants. Cependant, le temps de réaction a été amélioré ainsi que la précision de la recherche du MPP associée à un certain nombre de précautions pour ne pas perdre le MPP même temporairement [TAL 11].

5.10.3 Commandes MPPT proportionnelles

Dans la littérature, des commandes MPPT ont été développées avec un mode de fonctionnement basé sur des relations de proportionnalité entre les paramètres optimaux caractérisant le point de puissance maximale (V_{MPP} et I_{MPP}) et les paramètres caractéristiques du module PV (V_{oc} et I_{sc}). Connaissant le paramètre contrôlé, on parle alors de commande MPPT par régulation de courant ou de tension [TAL 11, GHA 07, MAS 07, TOS 02].

MPPT par régulation de tension

Le fonctionnement de cette technique repose sur la relation 5.8 :

$$V_{MPP} = k_v V_{oc} \quad (5.8)$$

Où la tension optimale est approximée par une relation linéaire en fonction de la tension de circuit ouvert ; Avec k_v correspondant à un facteur de tension dont la valeur dépend du GPV utilisé et de la température de fonctionnement. Généralement, pour des GPV en Si, il est compris entre 0.71 et 0.78.

La tension de référence (V_{MPP}) à appliquer au GPV peut être déduite, au moyen de l'équation 5.8 et connaissant k_v , avec une mesure de la tension de circuit ouvert (V_{oc}). De ce fait, l'inconvénient majeur de cette technique réside dans la nécessité d'effectuer la mesure de V_{oc} de temps en temps et l'obligation de déconnecter la charge du GPV durant cette mesure impliquant une perte de transfert de puissance à chaque mesure. Cette technique présente un autre inconvénient qui est l'hypothèse faite sur l'évolution de k_v d'un GPV donné suivant les différents points de fonctionnement des caractéristiques de puissance. Tel que, beaucoup d'auteurs font l'hypothèse que ce coefficient est constant. Au moment où, ceci est loin d'être vrai sachant que pour la plupart des GPV en Si affichent une variation d'au moins 10 % de ce facteur en fonction de la température de fonctionnement. Ainsi, ces commandes sont très simples et très robustes mais aujourd'hui elles ne présentent pas assez de précisions inhérentes à leur principe même de fonctionnement pour être retenues dans des systèmes de conversion récents.

MPPT par régulation de courant

Cette nouvelle méthode est basée sur la connaissance de la relation entre I_{MPP} et I_{sc} comme le montre l'équation 5.9 :

$$I_{MPP} = k_i I_{sc} \quad (5.9)$$

Avec k_i facteur de courant qui dépend aussi du GPV utilisé. Il est généralement compris entre 0.78 et 0.92. Donc, le courant I_{MPP} peut être déterminé par une mesure de I_{sc} pour être appliqué comme courant de référence à la régulation en courant du convertisseur. Sauf qu'il faut noter que La mesure de I_{sc} implique aussi une perte de transfert de puissance due à la mise en court circuit du GPV. Cependant, cette méthode peut s'avérer plus précise que la précédente car la température n'influence pas trop ce coefficient.

Ces types de commandes ayant besoin uniquement d'un seul capteur, ont été très utilisées dans les années 80. Elles s'avéraient plus faciles à mettre en œuvre et un peu moins coûteuses. Néanmoins, la précision de ces commandes est faible notamment à cause des procédés d'estimation des paramètres caractéristiques du module (I_{sc} et V_{oc}) qui ne peuvent pas se faire trop souvent. L'échelle temporelle de réaction est de l'ordre de la minute. De plus, à chaque fois qu'une mesure de courant ou de tension est faite, un arrêt obligatoire de transfert de puissance est engendré et donc des pertes énergétiques qui ne sont pas négligeables au cours d'une journée.

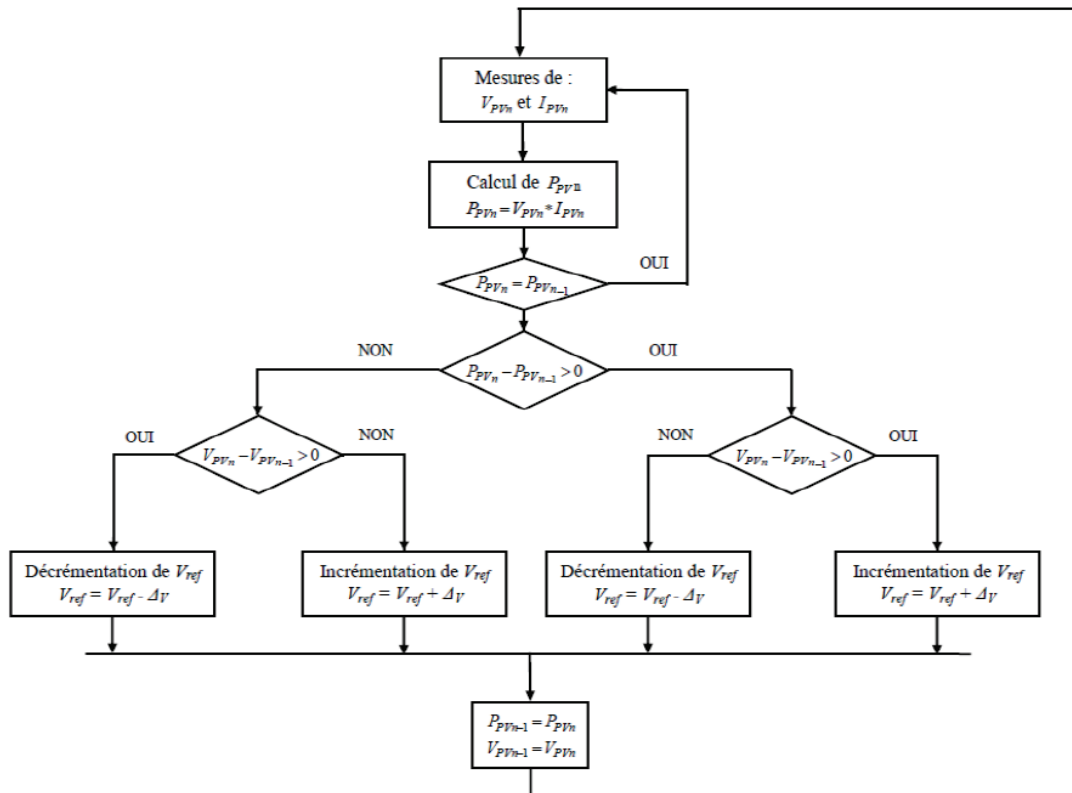


FIGURE 5.15 – Organigramme de l’algorithme P&O

5.10.4 Commandes MPPT extrêmes

En plus des commandes proportionnelles, il existe un autre type d’algorithmes MPPT appelés commandes extrêmes. Les deux couramment rencontrées sont respectivement nommées **Perturb & Observ (P&O)** et **l’incrément de conductance (IncCond)**. Ces commandes sont communément utilisées pour leurs simplicité et leurs faibles coûts d’implémentation [FEM 05, BER 09]. Dans tous les cas de figures, l’objectif d’une commande extrême consiste à amener le système à son optimum de puissance et à l’y maintenir en dépit des variations de paramètres. Les principes de fonctionnement de ces algorithmes sont présentés dans les paragraphes suivants.

Commande "Perturb and Observe" (P&O)

L’algorithme Perturb & Observe repose sur la perturbation, augmentation ou diminution de la tension $V_{pv,ref}$ ou du courant $I_{pv,ref}$, et l’observation de la conséquence de cette perturbation sur la puissance mesurée P_{pv} . En utilisant une perturbation sur la tension, l’algorithme peut être résumé par l’organigramme illustré dans la figure 5.15.

Cependant, P&O présente toutefois des inconvénients. En effet, il arrive que P&O ne permette pas d’atteindre le maximum de puissance en cas de fluctuation très rapide de l’ensoleillement. Même en cas de conditions d’exploitation constantes, on observe des variations de V_{pv} et de I_{pv} ; donc nécessairement de P_{pv} par la même occasion [LIU 04].

Commande avec "Conductance incrémentale"

Pour rechercher les MPP, cette technique se base sur la connaissance de la variation de conductance du GPV et de ces conséquences sur la position du point de fonctionnement par rapport à un PPM [TAL 11, LEE 06, HUS 95].

On définit la conductance du module photovoltaïque par le rapport entre le courant et la tension du GPV comme indiqué ci-dessous :

$$G = \frac{I_{pv}}{V_{pv}} \quad (5.10)$$

De même, une variation élémentaire (incrément) de conductance peut être définie par :

$$dG = \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \quad (5.11)$$

Par ailleurs, l'évolution de la puissance du module (P_{PV}) par rapport à la tension (V_{PV}) donne la position du point de fonctionnement par rapport au MPP. Lorsque la dérivée de puissance est nulle, cela signifie que l'on est sur le MPP, si elle est positive le point d'opération se trouve à gauche du maximum, lorsqu'elle est négative, on se situe à droite. La figure 5.16 permet d'écrire les conditions suivantes :

$$\begin{aligned} \text{si } \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} > 0 & \text{ le point de fonctionnement est à gauche du MPP} \\ \text{si } \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = 0 & \text{ le point de fonctionnement est sur le MPP} \\ \text{si } \frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} < 0 & \text{ le point de fonctionnement est à droite du MPP} \end{aligned} \quad (5.12)$$

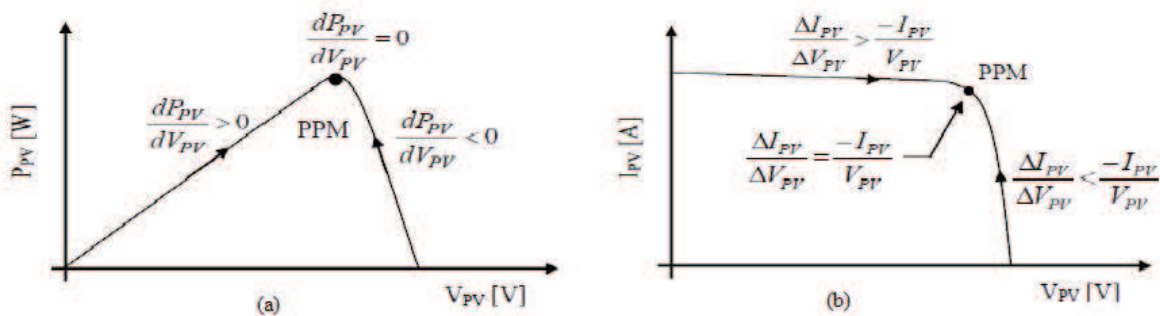


FIGURE 5.16 – Positionnement du point de fonctionnement selon la conductance du champ photovoltaïque

Le lien entre la conductance donnée par l'équation 5.11 et la dérivée de la puissance $\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}}$ peut être décrit par l'équation suivante :

$$\frac{dP_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{d(I_{pv}V_{pv})}{dV_{pv}} = I_{pv} + V_{pv} \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} \simeq I_{pv} + V_{pv} \frac{\Delta I_{pv}}{\Delta V_{pv}} \quad (5.13)$$

D'où, on peut écrire de nouvelles conditions sur la variation de conductance comme celles données par 5.12 sur la dérivée de puissance :

$$\begin{aligned} \text{si } \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} > \frac{-I_{pv}}{V_{pv}} & \text{ le point de fonctionnement est à gauche du MPP} \\ \text{si } \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} = \frac{-I_{pv}}{V_{pv}} & \text{ le point de fonctionnement est sur le MPP} \\ \text{si } \frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} < \frac{-I_{pv}}{V_{pv}} & \text{ le point de fonctionnement est à droite du MPP} \end{aligned} \quad (5.14)$$

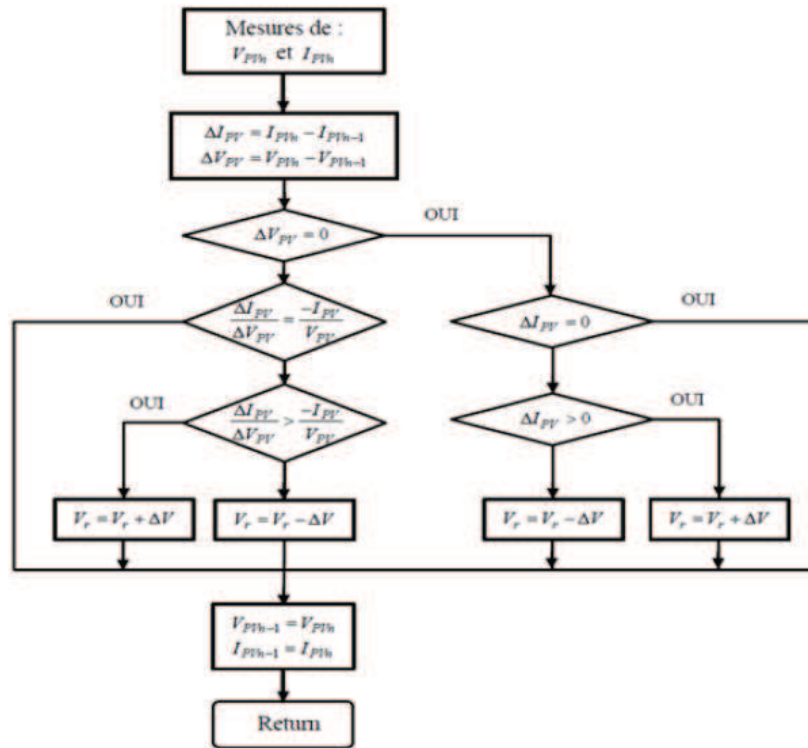


FIGURE 5.17 – Organigramme de l'algorithme conductance incrémentale

A partir de ces conditions, le maximum de puissance peut être alors traqué utilisant l'algorithme résumé par l'organigramme illustré sur la figure 5.17

En pratique, le système présente une oscillation comme la commande P&O autour du MPP, à cause du bruit aux niveaux des acquisitions des paramètres d'entrée (I_{pv} et V_{pv}) et de la difficulté au système de bien analyser si la relation ?? est bien remplie ou non.

$$\frac{dI_{pv}}{dV_{pv}} + \frac{I_{pv}}{V_{pv}} = 0 \quad (5.15)$$

Ainsi, en réalité, cette condition n'étant jamais obtenue, le système restera toujours en train de la rechercher. De plus, par rapport à la commande P&O, le temps d'exécution de l'algorithme est plus long car ce dernier est plus complexe. De ce fait, l'intervalle de temps entre deux échantillons de tension et de courant est augmenté engendrant un retard sur la détection des variations climatiques. Cependant, lors d'une étude comparative en termes de rendement MPPT réalisée par H. Hussein [HUS 95] entre la commande InCond et P&O, le rendement affiché par la commande InCond était de 89,9 % par rapport à 81,5 % de la commande P&O. Cette différence est principalement due aux variations relativement faibles autour du PPM engendré par la commande InCond.

L'analyse de ces différentes méthodes de recherche, montre qu'elles ne sont pas trop éloignées sur leur fonctionnement en pratique ni sur les compromis à effectuer entre précision et rapidité au niveau de la valeur de la variable d'incrémental. Les divers essais extraits de la littérature montrent que ce type de commande peut être performant dans certaines conditions mais ne permettent pas de dire que tel mode de recherche est plus performant qu'un autre et quand, car les conditions de test et les valeurs de variable d'incrémental ne sont pas similaires.

5.10.5 Commandes intelligentes

En plus de ce qui a été développé dans les paragraphes précédents, On note que les méthodes MPPT ne cessent de se développer ; surtout que les recherches continuent toujours dans le but d'améliorer le rendement de production photovoltaïque. C'est ainsi que plusieurs théories d'automatique ont été utilisées pour l'optimisation des chaînes de production solaire telles que la logique floue, les modes glissants, les réseaux de neurones ... etc

5.11 Conclusion

Ce chapitre a été présenté dans le but d'expliquer les principales caractéristiques d'une installation photovoltaïque afin de mieux comprendre les phénomènes régissant son fonctionnement de sorte à pouvoir élaborer une commande performante qui permet d'assurer les objectifs désirés. De plus, nous avons fait une synthèse des principales commandes MPPT utilisées sur le marché des installations photovoltaïques avec explication de leurs principes de fonctionnement pour la recherche du PPM. Ainsi, ce chapitre a été une introduction générale aux différentes techniques d'optimisation photovoltaïque que nous avons trouvé nécessaire avant de procéder au développement du nouveau algorithme MPPT

Développement d'un Nouveau Algorithme de Poursuite de Point de Puissance Maximale avec Automate Hybride

6.1 Introduction

Au cours de ce chapitre, nous allons aborder l'optimisation d'une chaîne photovoltaïque en se basant sur l'approche hybride. La chaîne considérée est composée d'un générateur photovoltaïque et d'un convertisseur multicellulaire série. L'utilisation d'un convertisseur d'électronique de puissance a donné au système à étudier une nature hybride avec de la présence des variables discrètes (états des interrupteurs) et des variables continues (tensions et courants) simultanément. Une commande du type hybride a été élaborée lors des travaux de DABLADJI et AMEUR dans le cadre de leur projet de fin d'études [DAB 11] en vue de la maximisation de la puissance produite par le générateur photovoltaïque. Cependant, l'inconvénient principal de cette méthode réside dans sa dépendance à l'algorithme MPPT choisi pour la génération de $V_{pv,ref}$. Ainsi, ses performances seront fortement liées à celles de la commande MPPT choisie, de même pour la complexité du programme à implémenter pratiquement. De ce fait, nous avons pensé à optimiser cet algorithme, par fusion des deux tâches, poursuite du point MPP et optimisation de la chaîne photovoltaïque, dans l'automate hybride. En effet, l'idée est de concevoir un automate hybride, *MPPTHA* pour dire *Maximum Power Point Tracking Hybrid Automata*, qui permet de faire la recherche du point optimal en même temps que la commande du convertisseur multicellulaire sans avoir recours à un algorithme MPPT auxiliaire.

6.2 Modélisation hybride de la chaîne photovoltaïque

Nous avons adopté, pour cette étude, une chaîne photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire série à deux cellules imbriquées comme le montre la figure 6.1. Les interrupteurs de chaque cellule sont considérés idéaux où leur comportement peut être représenté par 0 (respectivement 1) lorsque l'interrupteur est bloqué (respectivement passant). avec S_k ($k = 1, 2$) les signaux de commandes respectives des interrupteurs des deux cellules. A rappeler que $S1$ et $S11$ sont complémentaires, ainsi que $S2$ et $S22$.

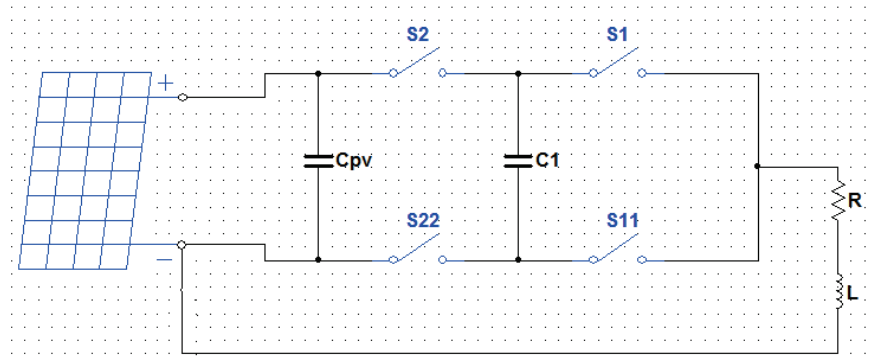


FIGURE 6.1 – La chaîne photovoltaïque avec un convertisseur multicellulaire

En considérant cette configuration, la chaîne photovoltaïque présente quatre modes de fonctionnement distincts comme illustré sur la figure 6.2.

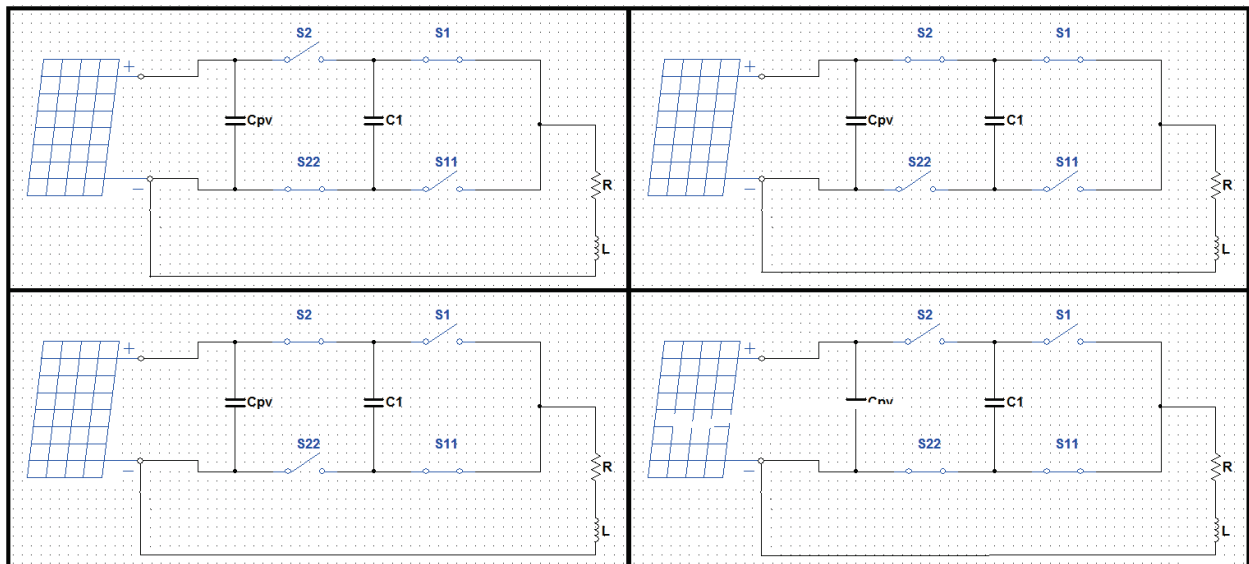


FIGURE 6.2 – Les quatre modes de fonctionnement de la chaîne photovoltaïque

Tel que la source flottante ne participe à l'évolution de la dynamique du courant en sortie du système que dans les deux modes (1) et (3). Où le condensateur se charge dans l'un et se décharge dans l'autre. Ainsi, si ces deux modes durent le même temps avec un courant de charge constant, la puissance moyenne transmise par cette source flottante sur une période de commutation est nulle. Il faut noter aussi que le niveau intermédiaire $\frac{V_{pv}}{2}$ de la tension de sortie V_s est obtenu par commutation sur ces deux modes.

Le comportement de la chaîne est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-S2}{C_{pv}} \\ 0 & 0 & \frac{S2-S1}{C1} \\ \frac{S2}{L} & \frac{S1-S2}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pv} \\ V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

Tout de même, la chaîne photovoltaïque peut être modélisé par approche hybride.

En premier lieu, les quatre modes opérants de la chaîne sont définis dans l'ensemble $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$. Où, chaque mode est défini sur l'espace de $X_{q_i} = \mathfrak{R}^3, \forall q_i \in Q$.

Dans chaque mode, le champ de vecteurs f_q est linéaire; et la dynamique continue est donnée sous la forme :

$$\dot{x} = f_q(x) = A(q)x + b(q) \quad (6.2)$$

Sachant que, le vecteur d'état est défini par : $x = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T$, où x_1 représente la tension à la sortie du générateur photovoltaïque V_{pv} , x_2 dénote la tension aux bornes de la source flottante V_c , et x_3 est le courant de charge I .

Une fois ces variables définies, nous pouvons donner une dynamique, pour chaque mode, comme suit :

Mode $q = q_1$: $S1 = 1$ et $S2 = 0$

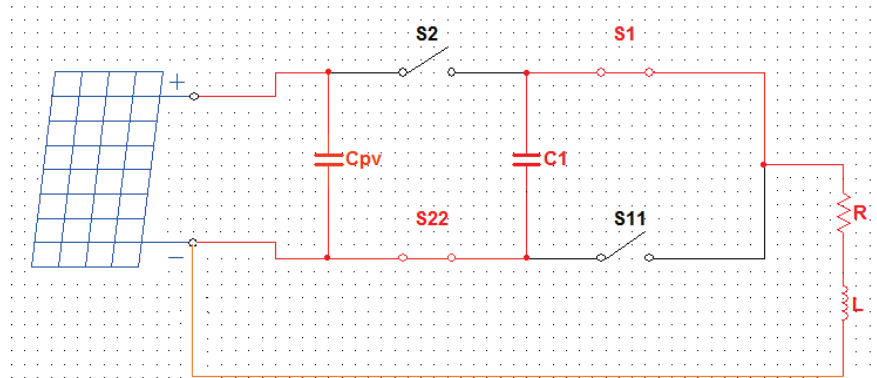


FIGURE 6.3 – la chaîne photovoltaïque dans le mode q_1

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{C1} \\ 0 & \frac{1}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pv} \\ V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

L'énergie est fournie à la charge par la source flottante. Autrement dit, le condensateur se décharge et son énergie est retournée vers la charge. En même temps, la tension en sortie du panneau photovoltaïque augmente vers la tension de circuit ouvert V_{oc} .

Mode $q = q_2 : S1 = 1$ et $S2 = 1$

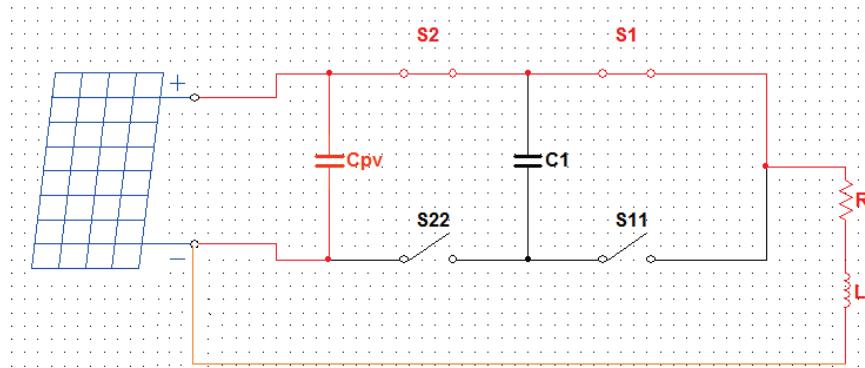


FIGURE 6.4 – la chaine photovoltaïque dans le mode q_2

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_{pv}} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pv} \\ V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.4)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par la générateur photovoltaïque. Ainsi, sa tension diminue; au moment où, la tension aux bornes du condensateur reste invariable.

Mode $q = q_3 : S1 = 0$ et $S2 = 1$

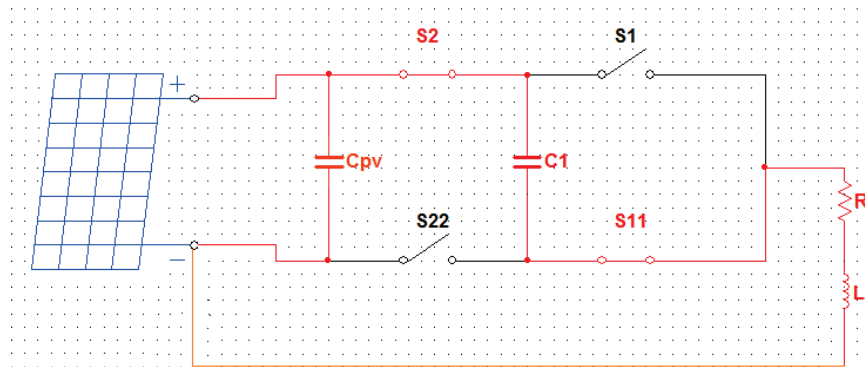


FIGURE 6.5 – la chaine photovoltaïque dans le mode q_3

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{C_{pv}} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_1} \\ \frac{1}{L} & \frac{-1}{L} & \frac{-R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pv} \\ V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

Dans ce mode, l'énergie est fournie par le générateur photovoltaïque. il permet d'alimenter la charge et de charger le condensateur flottant simultanément. C'est ainsi que, la tension de sortie du panneau diminue avec augmentation du courant fourni par le générateur PV.

Mode $q = q_4 : S1 = 0$ et $S2 = 0$

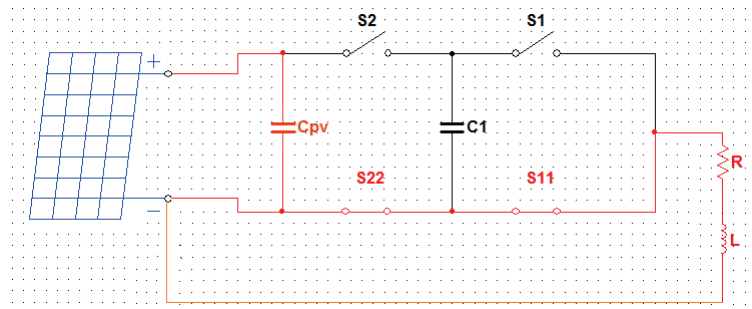


FIGURE 6.6 – la chaîne photovoltaïque dans le mode q_4

Les équations dynamiques des variables sont données par :

$$\begin{pmatrix} \frac{dV_{pv}}{dt} \\ \frac{dV_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{pv} \\ V_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{I_{pv}}{C_{pv}} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (6.6)$$

Dans ce cas, le générateur photovoltaïque est isolé de la charge comme s'il est mis en circuit ouvert ; la tension V_{pv} aura tendance à augmenter vers la tension du circuit ouvert V_{oc} . On est dans une phase de roue libre. La tension flottante du condensateur n'évolue pas.

La figure 6.7 illustre le modèle hybride de la chaîne photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire à deux cellules. La dynamique de chaque mode est indiquée à l'intérieur de chaque cercle et les conditions de transition au-dessus des flèches T_{ij} . Le système commute d'un mode à un autre mode par vérification des conditions de transition. Par ailleurs, les conditions d'invariance et les transitions changent selon l'algorithme utilisé pour assurer les objectifs de commande désirés ; équilibrage de la tension flottante V_c et optimisation du fonctionnement du GPV.

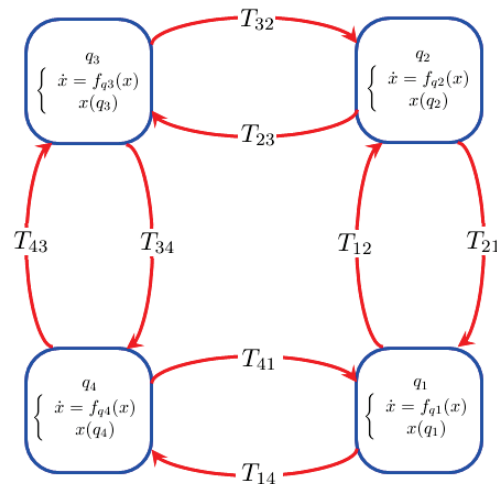


FIGURE 6.7 – Schéma de l'automate hybride de la chaîne photovoltaïque

6.3 Présentation de l'algorithme MPPT HA

Le schéma fonctionnel du système avec commande hybride est illustré sur la figure 6.8 :

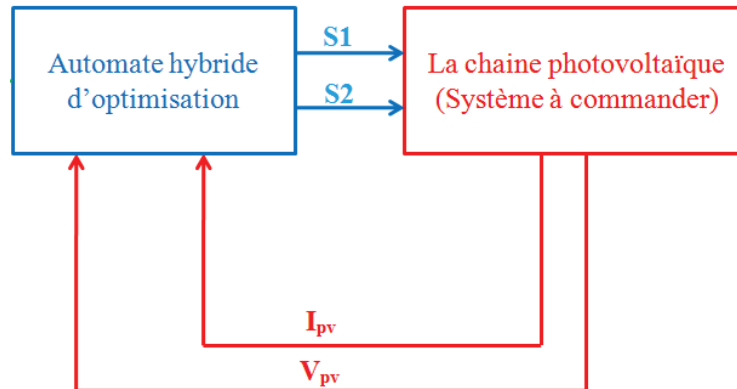


FIGURE 6.8 – Schéma fonctionnel de la méthode d'optimisation d'une chaîne photovoltaïque par la commande MPPT HA

On définit par :

$$dP = P_k - P_{k-1} \quad (6.7)$$

la variation en puissance délivrée par le GPV entre deux instants successifs. Cette variable sera l'entrée de notre automate hybride MPPT HA utilisé pour faire la poursuite du point MPP.

Cet automate a pour objectif l'optimisation de la chaîne photovoltaïque avec équilibrage de la tension flottante autour de sa valeur de référence égale à la moitié de la valeur de la tension d'entrée; ainsi, à tout instant, la tension de référence de V_c sera définie par :

$$V_{c,ref} = \frac{V_{pv}}{2} \quad (6.8)$$

En pratique, la stabilisation des tensions sur une valeur déterminée étant difficile à faire, on définit aussi les valeurs limites de variation de V_c :

$$V_{c,ref}^+ = V_{c,ref} + \Delta V_c \quad ; \quad V_{c,ref}^- = V_{c,ref} - \Delta V_c \quad ; \quad (6.9)$$

Utilisant le principe de variation illustré sur la figure 6.9, nous allons établir notre automate suivant l'approche de Lygeros [LYG 03].

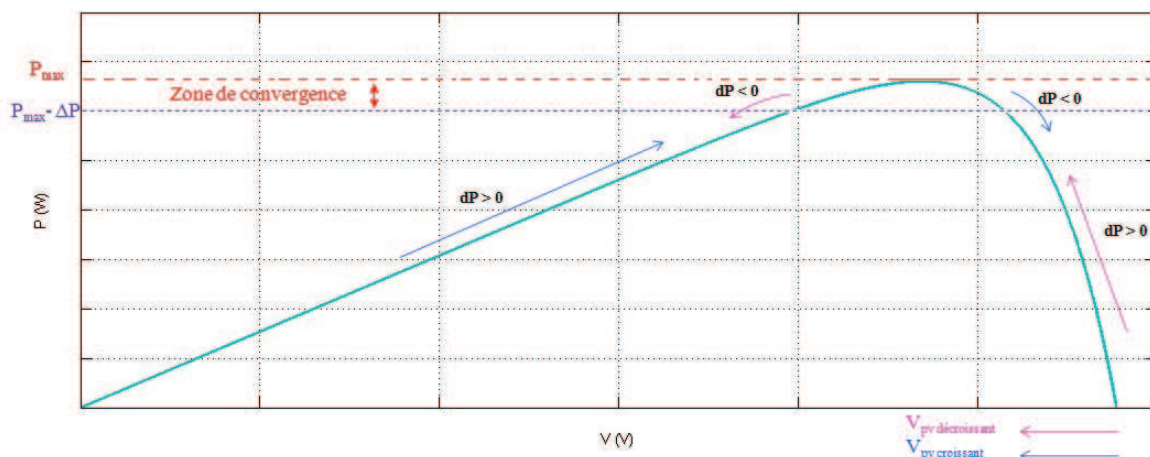


FIGURE 6.9 – La caractéristique P-V avec la nouvelle commande MPPT

A présent, définissons les conditions d'invariance de chaque mode de travail de la chaîne photovoltaïque, comme suit :

Invariance du mode q_1 :

$$X_{q_1} = \{x \in \mathfrak{R}^3 : (-\Delta P < dP < 0) \wedge (V_c > V_{c,ref}^-)\} \quad (6.10)$$

Invariance du mode q_2 :

$$X_{q_2} = \{x \in \mathfrak{R}^3 : dP \geq 0\} \quad (6.11)$$

Invariance du mode q_3 :

$$X_{q_3} = \{x \in \mathfrak{R}^3 : (-\Delta P < dP < 0) \wedge (V_c < V_{c,ref}^+)\} \quad (6.12)$$

Invariance du mode q_4 :

$$X_{q_4} = \{x \in \mathfrak{R}^3 : dP \geq 0\} \quad (6.13)$$

En respectant les règles d'adjacence, on définit l'ensemble de transitions E :

$$E = \left\{ \begin{array}{l} (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ pour } i, j = 1, \dots, 4 \\ (q_1, q_2), (q_2, q_1), (q_1, q_4), (q_4, q_1) \\ (q_3, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_4), (q_4, q_3) \end{array} \right\} \quad (6.14)$$

Les transitions : (q_1, q_3) , (q_3, q_1) , (q_2, q_4) , et (q_4, q_2) ne sont pas tolérées parce qu'elles ne se conforment pas à la règle d'adjacence.

Pour assurer nos objectifs de commande, les conditions de transitions sont définies par :

$$G(q_1, q_2) = \{[dP \leq -\Delta P] \vee [V_c < V_{c,ref}^- \wedge dP < 0]\} \quad (6.15)$$

$$G(q_2, q_1) = \{V_c > V_{c,ref}^+ \wedge dP < 0\} \quad (6.16)$$

$$G(q_1, q_4) = \{V_c < V_{c,ref}^- \wedge dP > 0\} \quad (6.17)$$

$$G(q_4, q_1) = \{V_c > V_{c,ref}^+ \wedge dP < 0\} \quad (6.18)$$

$$G(q_3, q_2) = \{V_c > V_{c,ref}^+ \wedge dP > 0\} \quad (6.19)$$

$$G(q_2, q_3) = \{V_c < V_{c,ref}^- \wedge dP < 0\} \quad (6.20)$$

$$G(q_3, q_4) = \{[dP \leq -\Delta P] \vee [V_c > V_{c,ref}^+ \wedge dP < 0]\} \quad (6.21)$$

$$G(q_4, q_3) = \{V_c < V_{c,ref}^- \wedge dP < 0\} \quad (6.22)$$

Les conditions initiales du système sont choisies telles que :

$$Init = \{q_2\} \times \{x \in \mathfrak{R}^3 : (dP > 0) \wedge (V_c < V_{c,ref})\} \quad (6.23)$$

Dans ce mode, la tension de sortie du GPV décroît rapidement, ce qui permettra, par la suite, une meilleure dynamique de convergence de la tension flottante.

6.4 Evaluation de performances de l'algorithme MPP-THA

Dans cette section, nous nous intéressons à la validation des propositions énoncées précédemment au moyen de tests de simulations. Les études ont été faites sous différentes conditions de température et d'ensoleillement, nominales puis variables. Les caractéristiques du système sont définies en annexe.

6.4.1 Fonctionnement de la chaîne sous des conditions constantes

dans ce premier test, le système est soumis aux conditions standards de température (25°C) et d'ensoleillement (1000 W/m^2), afin de visualiser sa réponse avec la commande MPPTHA.

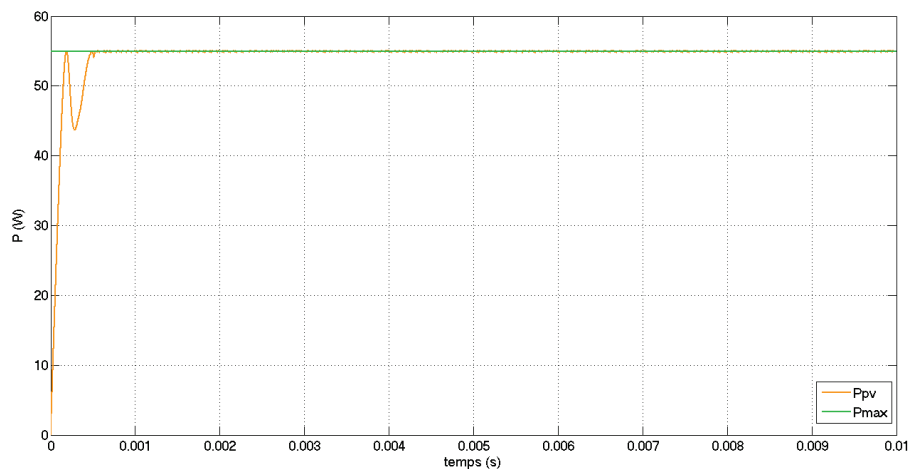


FIGURE 6.10 – Réponse du système avec MPPTHA soumis aux conditions standards

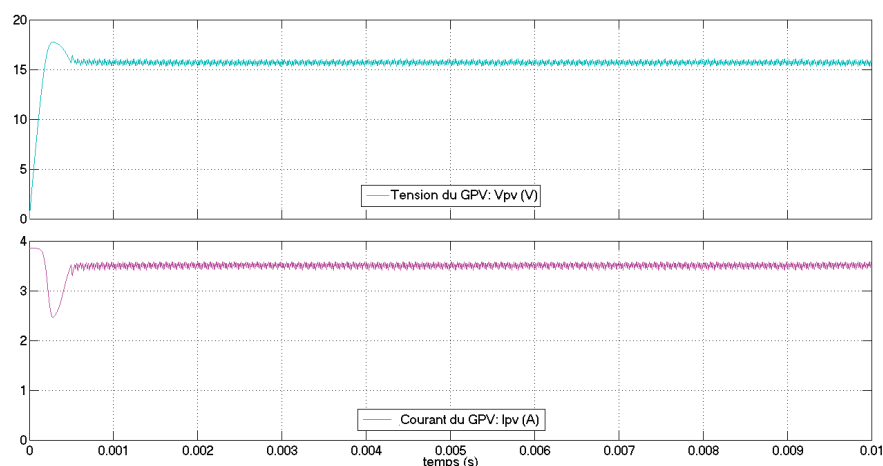


FIGURE 6.11 – Evolution des caractéristiques électriques du GPV

La figure 6.10 montre que la commande MPPTHA assure parfaitement l'optimisation du fonctionnement du générateur photovoltaïque avec un temps de réponse appréciable de l'ordre des dixièmes de millièème de seconde. De plus, la figure 6.11 permet de voir la convergence du courant et de la tension vers leurs références respectives dans les conditions standards, fournies par le fabriquant.

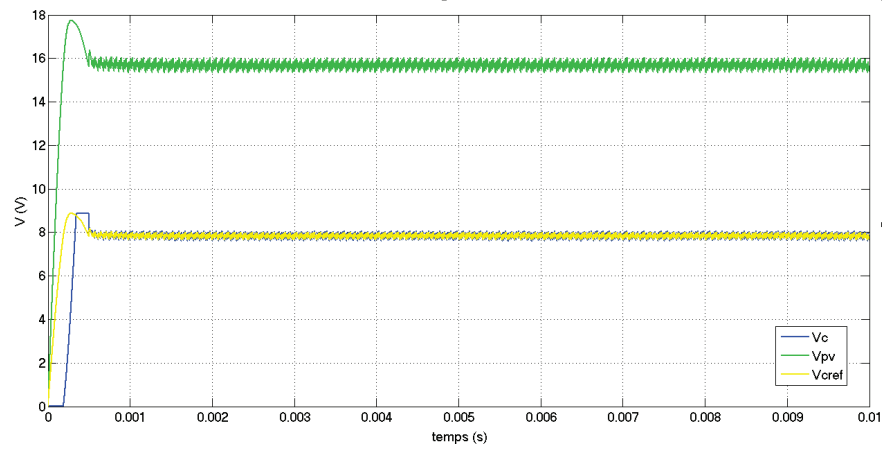


FIGURE 6.12 – Evolution des tensions du convertisseur sous conditions constantes

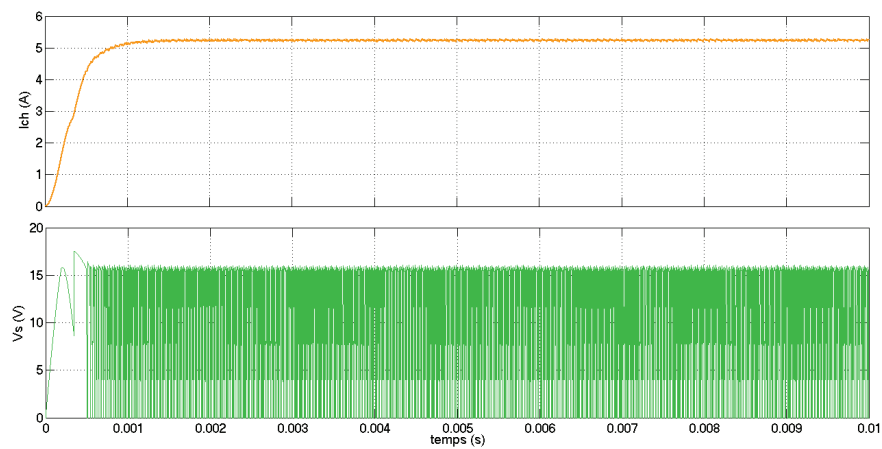


FIGURE 6.13 – Evolution des caractéristiques électriques de la charge sous conditions constantes

D'après les figures 6.12 et 6.13, nous pouvons conclure que l'algorithme respecte les conditions de fonctionnement du convertisseur en assurant l'équilibrage de la tension flottante du condensateur flottant autour de sa valeur de référence. Les transitions du système entre les différents modes sont illustrées sur la figure 6.14.

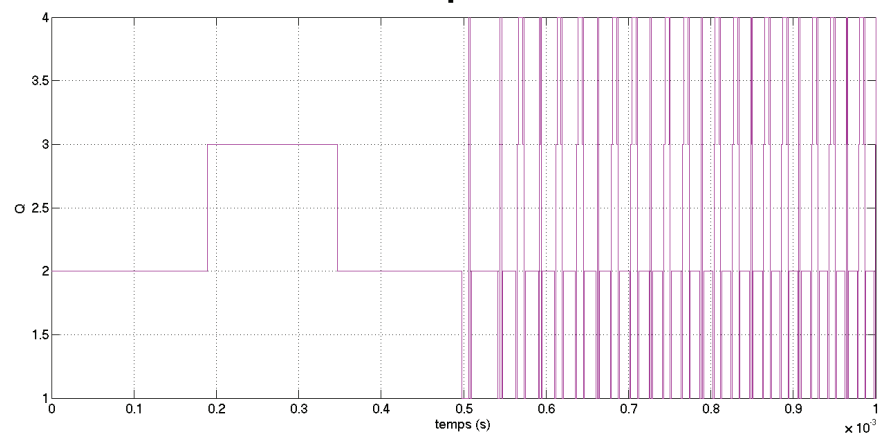


FIGURE 6.14 – Changement de mode de fonctionnement du système sous conditions constantes

6.4.2 Comportement de la chaîne face à un changement d'éclairément

Etant donné que le générateur photovoltaïque est soumis aux conditions extérieures, caractérisées par leur nature aléatoire, les performances de notre algorithme vont être testés face à différents changements météorologiques. Ainsi, pour une température fixée à 25°C , nous avons soumis le système à des changements d'éclairément suivant le profil de la figure 6.15. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures suivantes.

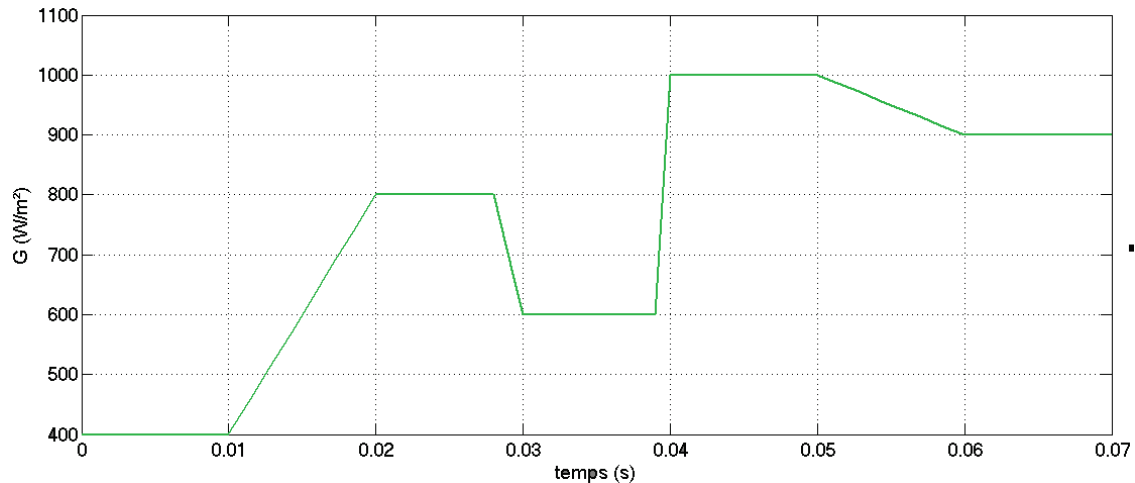


FIGURE 6.15 – Profil d'ensoleillement variable

Les figures 6.16 et 6.17 montrent que l'algorithme MPPTHA permet une bonne poursuite du point de fonctionnement optimal. Pour plus de détails, nous avons effectué des zooms sur certaines parties de la courbe de puissance, afin de visualiser le rapprochement de cette dernière de la puissance maximale que peut fournir le module solaire. Les figures suivantes illustrent les résultats. En outre, la figure 6.19 montre que l'algorithme MPPTHA assure l'équilibrage de la tension du condensateur malgré la variation de l'ensoleillement.

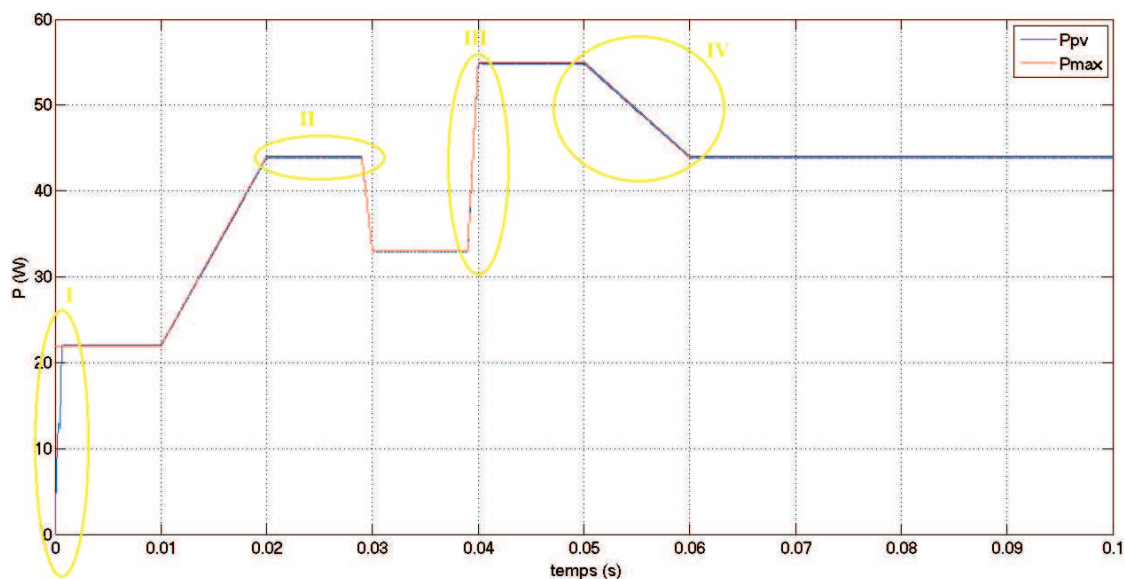


FIGURE 6.16 – Réponse du système avec MPPTHA soumis à des changements d'éclairément à une température constante (25°C)

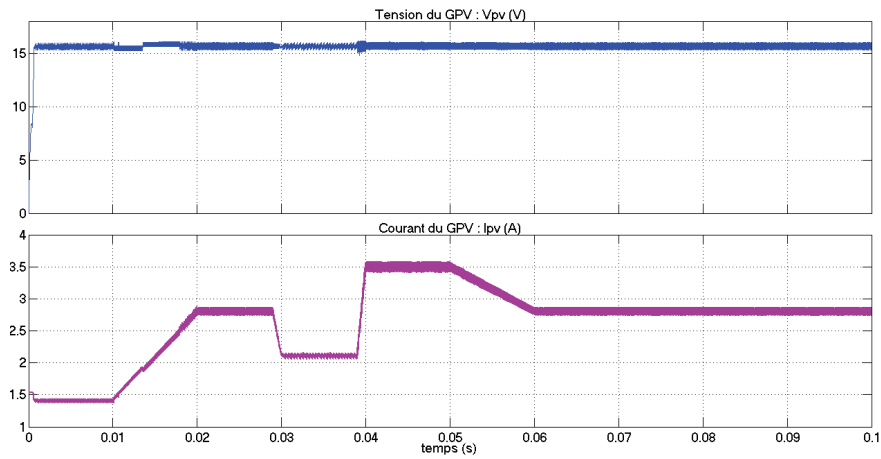


FIGURE 6.17 – Evolution des caractéristiques électriques du GPV soumis à des changements d'éclairissement à une température constante (25°C)

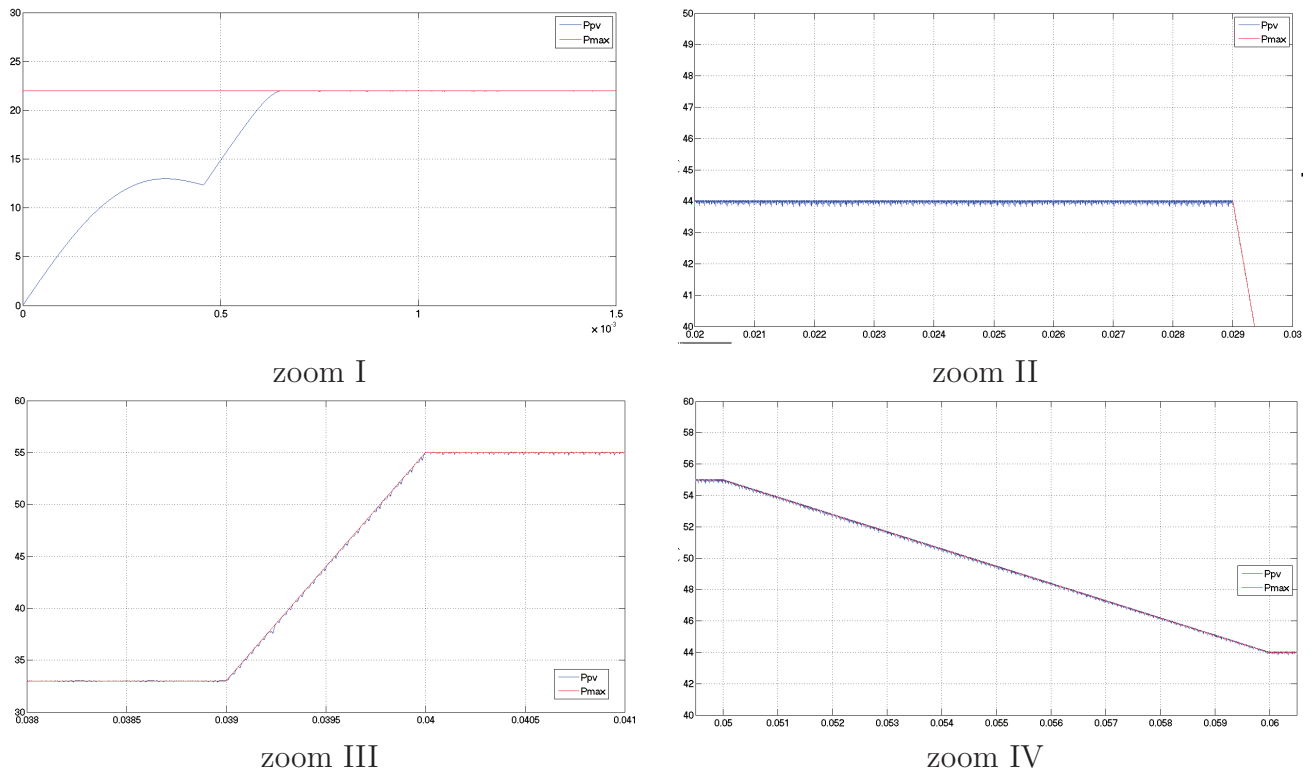


FIGURE 6.18 – Zones de zoom sur la courbe de puissance avec variations d'ensoleillement

6.4.3 Comportement de la chaîne face à un changement de température

A présent, les performances du système seront aussi testées sous des conditions météorologiques variables mais avec changements de la température suivant le profil de la figure 6.20. L'ensoleillement a été fixé à $1000\text{W}/\text{m}^2$. Les résultats obtenus (figures 6.21 et 6.22) montrent que l'algorithme assure une excellente optimisation de la chaîne même avec changements des conditions externes, particulièrement la température, avec équilibrage satisfaisant de la tension flottante 6.24. Chose montrée clairement sur les illustrations de la figure 6.23.

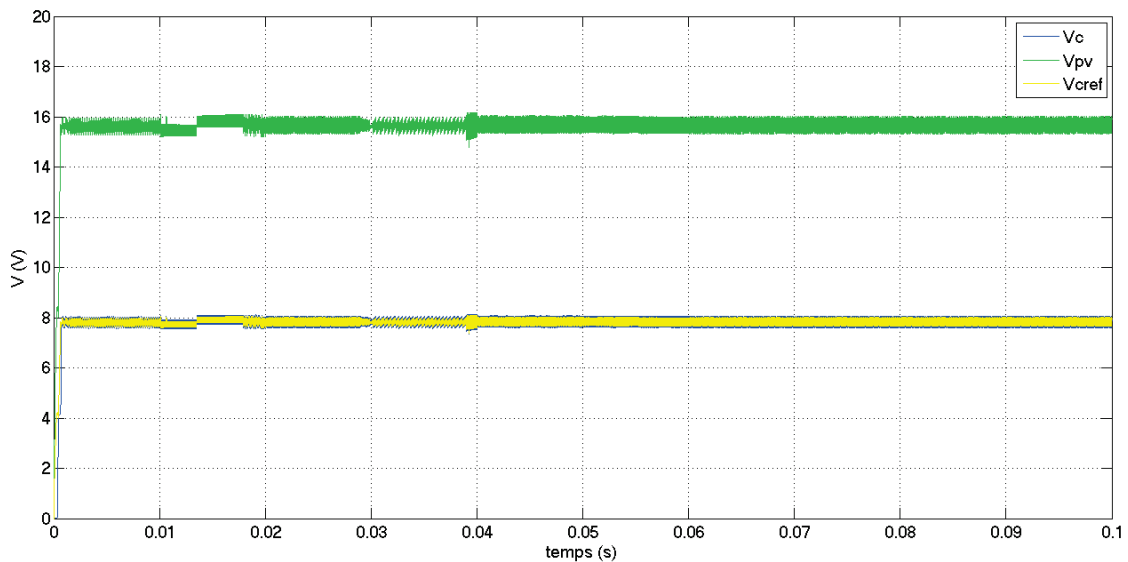


FIGURE 6.19 – Evolution des tensions du convertisseur avec variations d'ensoleillement

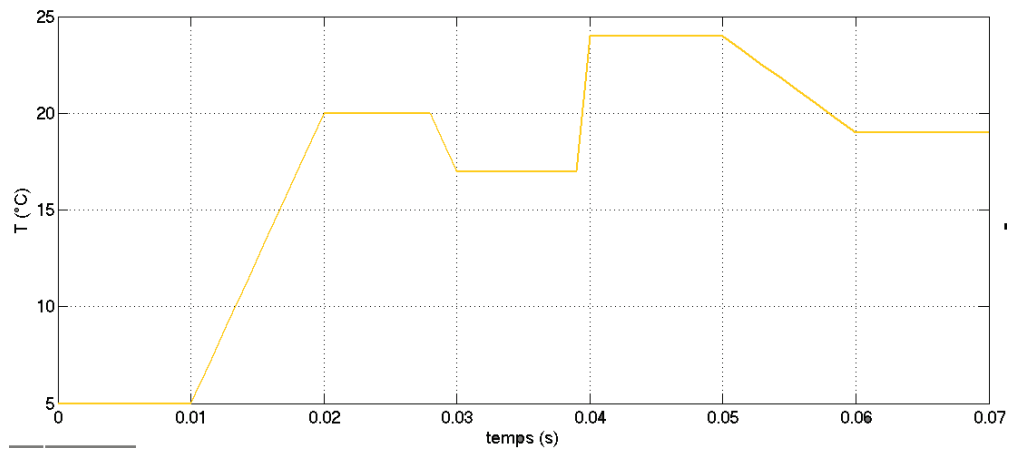


FIGURE 6.20 – Profil de température variable

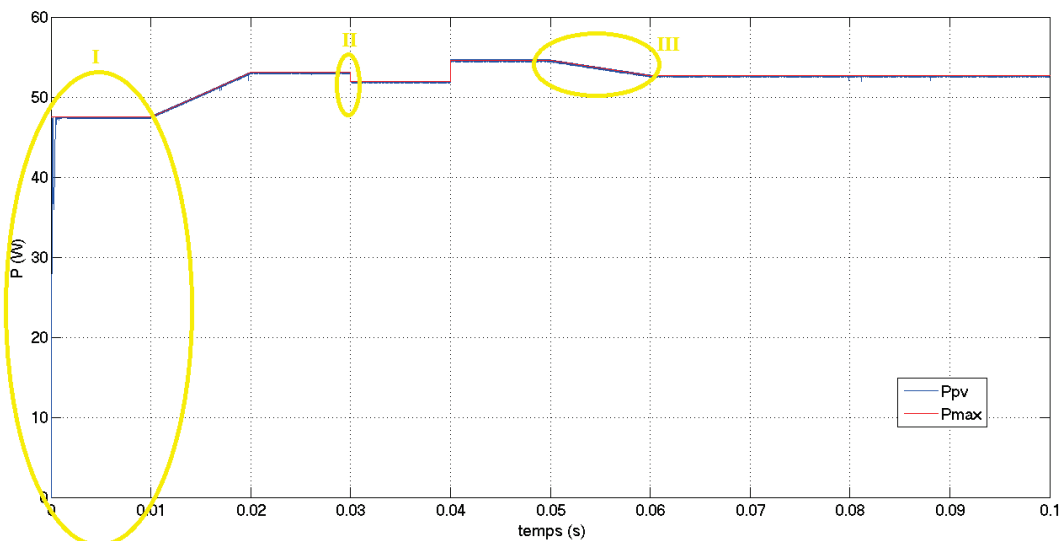


FIGURE 6.21 – Réponse du système avec MPPT HA soumis à des changements de température sous ensoleillement constant ($1000W/m^2$)

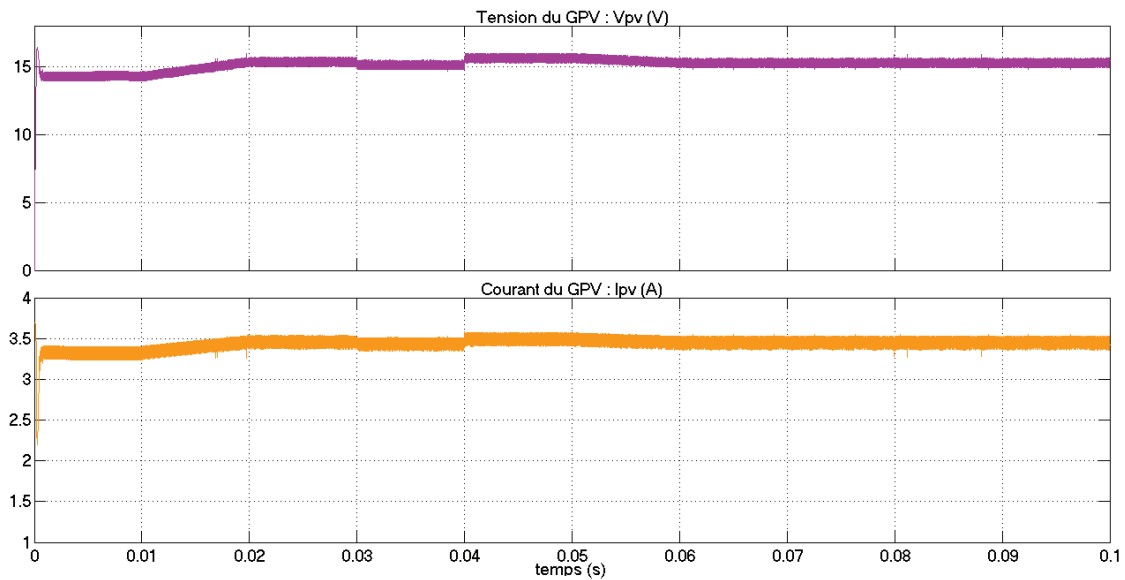


FIGURE 6.22 – Evolution des caractéristiques électriques du GPV soumis à des changements de température sous ensoleillement constant ($1000W/m^2$)

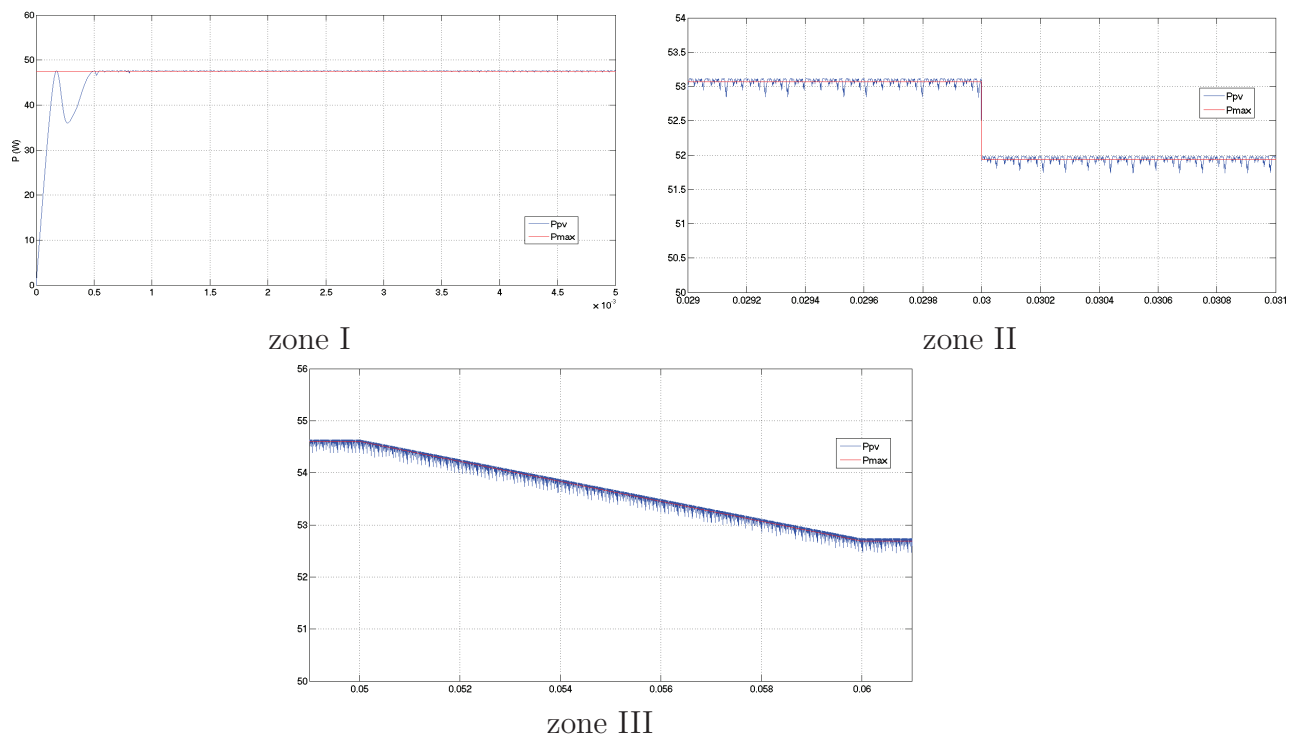


FIGURE 6.23 – Zones de zoom sur la courbe de puissance avec variation de température

6.4.4 Etude de robustesse de l'algorithme vis-à-vis des bruits de mesures

L'algorithme que nous avons proposé est basé sur des mesures physiques. En effet, il utilise un automate hybride dont le fonctionnement repose sur les mesures de courant et de tension. Ainsi, nous avons fait un test de robustesse vis-à-vis des bruits de mesures ; le système est simulé avec injection des entrées bruitées dans l'automate de commande. Les résultats obtenus sont présentés sur les figures 6.25 et 6.26.

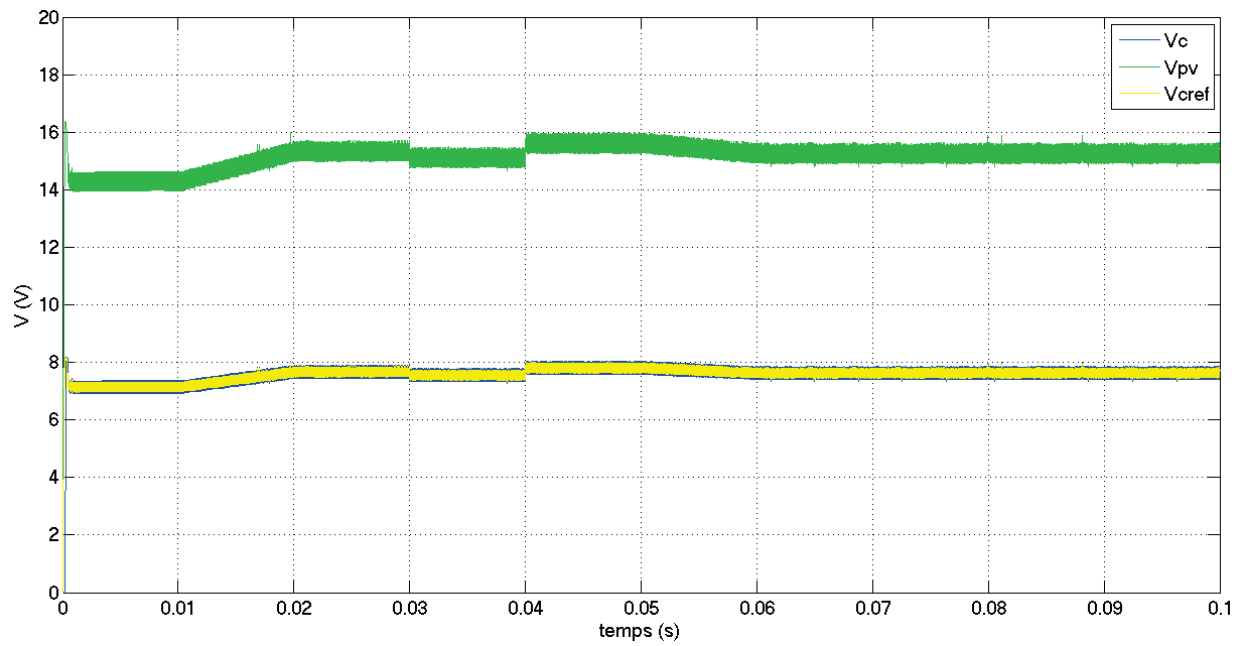


FIGURE 6.24 – Evolution des tensions du convertisseur avec variations de température

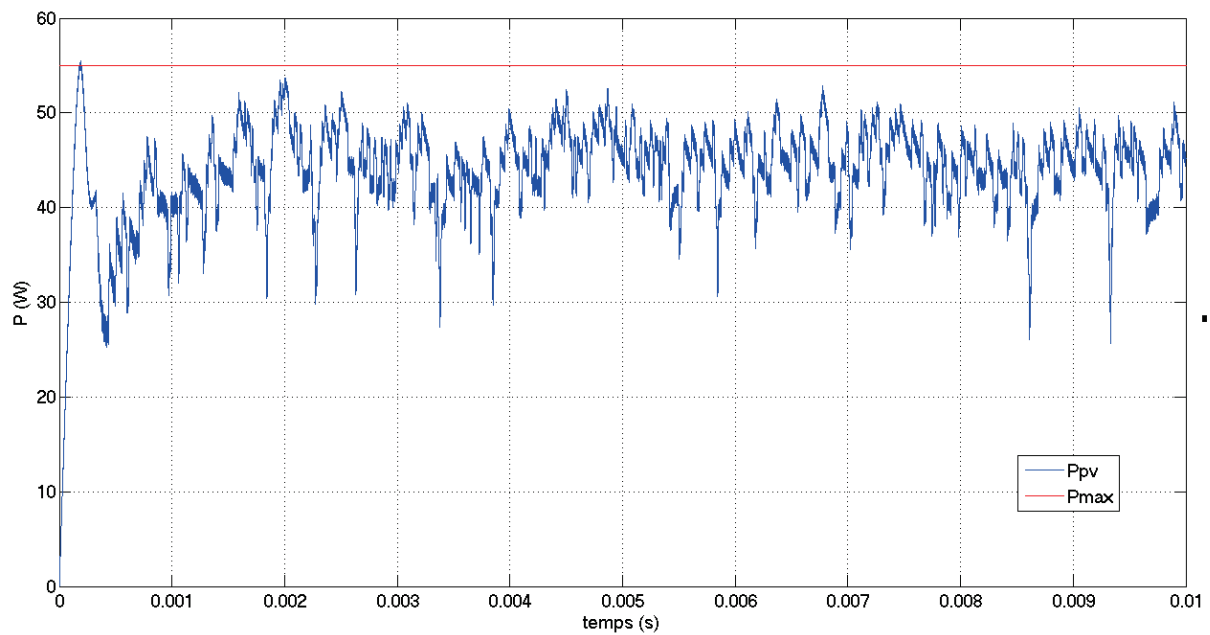


FIGURE 6.25 – Réponse du système avec MPPTHA avec mesures bruitées

Ces figures montrent que l'algorithme MPPTHA rapproche le système de la zone de convergence, cependant, il ne converge pas vers la valeur optimale. Ceci est dû aux variations aléatoires et parfois brusques des valeurs de tension et de courant injectées à l'entrée de l'automate à cause des bruits de mesure. Ainsi, on peut conclure que cet algorithme est sensible aux bruits de mesure ; ce qui représente un inconvénient qu'on doit prendre en considération lors du choix des capteurs à utiliser pour les installations pratiques.

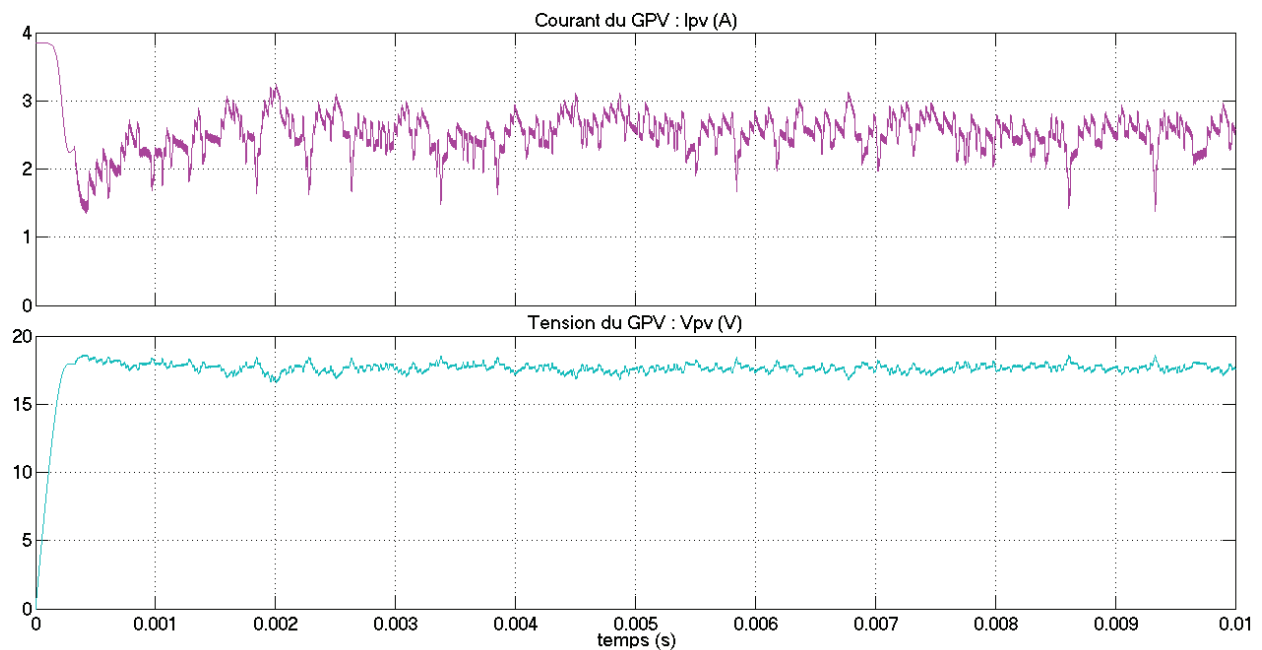


FIGURE 6.26 – Evolution des caractéristiques électriques du GPV avec mesures bruitées

6.5 Comparaisons des performances de l'algorithme MPPTHA par rapport aux commandes classiques

Une fois les performances de l'algorithme MPPTHA validées par simulations, il devient intéressant de les comparer avec celles des commandes classiques. Ainsi, cette section portera sur une étude comparative entre la commande développée MPPTHA et quatre algorithmes différents, à base de commandes MPPT classiques en utilisant l'outil de simulation Simulink. Pour ce faire, Nous allons simuler le comportement du système sans commande MPPT, pour en établir la nécessité. Ensuite, nous comparerons la réponse du système avec les commandes MPPT en boucle ouverte par modulation de largeur d'impulsion et en boucle fermée par approche hybride au moyen de l'automate établi dans [DAB 11]. Finalement, nous examinerons les performances de la commande MPPTHA proposée relativement aux résultats trouvés.

Nous avons adopté pour cette étude comparative les commandes extrémales P&O et InCond pour la génération du rapport cyclique de la MLI en boucle ouverte, et la génération de la tension de référence de l'automate hybride en boucle fermée.

6.5.1 Comportement de la chaîne photovoltaïque sans MPPT

Avant de commencer la synthèse des différentes commandes MPPT, nous avons simulé le comportement de la chaîne photovoltaïque sans étage d'adaptation sous les conditions standards (1000 W/m^2 et 25° C) comme le montre la figure 6.27. Les résultats de simulations obtenus pour un branchement directe GPV-charge montrent que la puissance délivrée par le panneau est égale à 37 W ; alors qu'il peut fournir, sous ces conditions (1000 W/m^2 et 25° C), jusqu'à 55 W . Donc, le point de fonctionnement naturel est loin du point fonctionnement optimal qui permet d'extraire le maximum de puissance. D'où la nécessité de l'étage d'adaptation avec la commande MPPT.

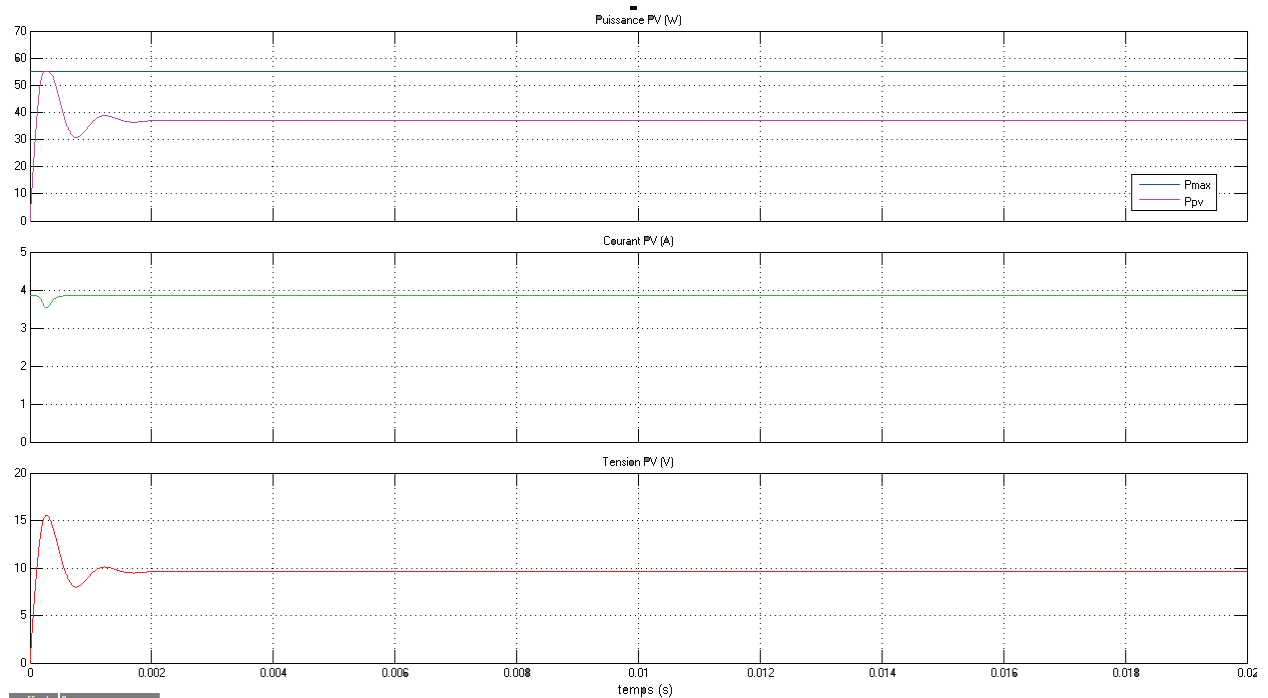


FIGURE 6.27 – Comportement de la chaîne photovoltaïque sans étage d’adaptation

6.5.2 Fonctionnement sous conditions constantes

Au cours de ce test, le système est soumis à des conditions constantes égales aux conditions standards de température ($25^{\circ}C$) et d’ensoleillement ($1000 W/m^2$). Le but de cette simulation est l’évaluation des temps de réponse de chaque commande ainsi que son ondulation autour du MPP. La figure 6.28 montre les résultats du test. D’une première vue, il apparaît que tous les algorithmes répondent et convergent vers P_{max} seulement avec des temps de réponse différents. En procédant à un zoom comme illustré sur la figure 6.29, les différentes réponses des commandes utilisées peuvent être visualisées avec précision ce qui nous permet de faire la synthèse. Ainsi, l’algorithme proposé (MPPTHA) assure un temps de réponse relativement meilleur que les autres algorithmes. Le tableau 6.1 classe ces derniers par ordre de temps de réponse croissant. De plus, le temps de réponse de la commande MPPTHA est nettement meilleur que celui de l’automate hybride indirecte. Cependant les temps de réponse entre les commande en boucle ouverte et le MPPTHA sont proches et la différence est de l’ordre de millièmes de secondes. Seulement, on note que ces algorithmes, malgré leurs court temps de réponse, présentent un inconvénient majeur à cause de la lenteur de la dynamique d’équilibrage de la tension du condensateur flottant comme illustré sur la figure 6.31. Par ailleurs, afin de faire une synthèse sur l’ondulation de la puissance du module autour de P_{max} , nous avons procédé à un zoom sur la phase de stabilité. Les résultats obtenus sont présentés sur la figure 6.31 et classés dans le tableau 6.2 par ordre croissant. Ce qui nous permet de conclure que l’algorithme MPPTHA que nous proposons présente une ondulation acceptable par rapport à ses concurrents et en bonne concordance avec le compromis vitesse-précision.

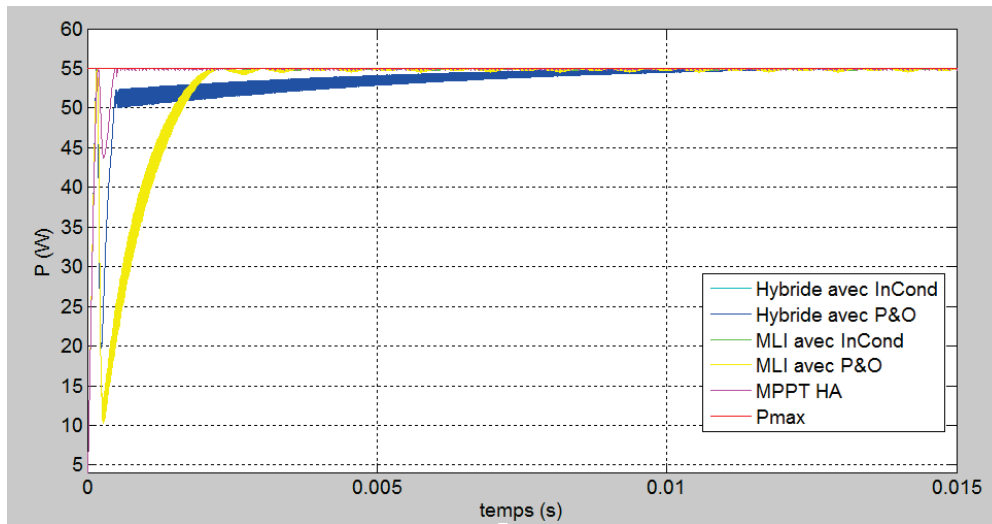


FIGURE 6.28 – Puissance extraite du panneau PV à une température de 25 °C et un ensoleillement de 1000 W/m²

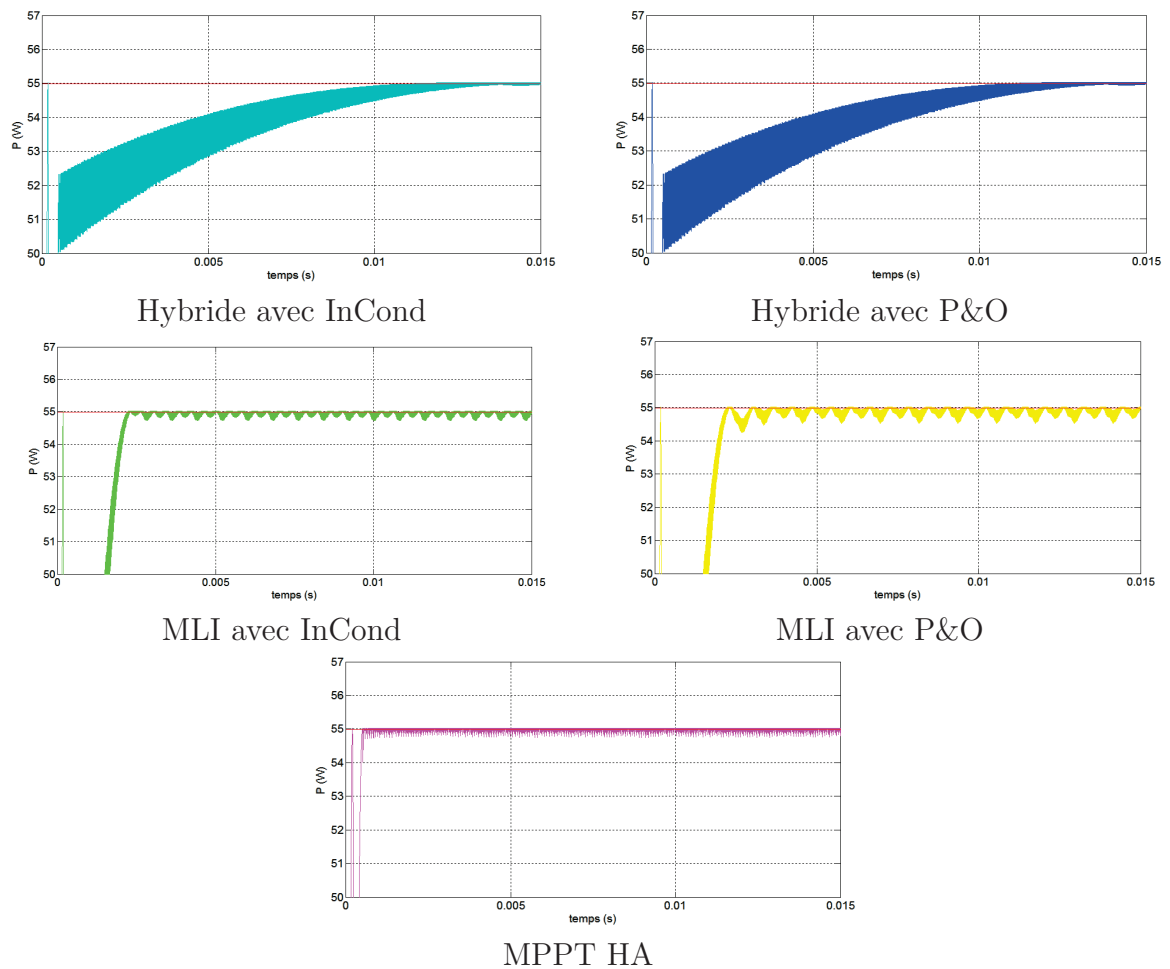


FIGURE 6.29 – Zoom sur les courbes de puissance des algorithmes simulés

| Algorithme | Temps de réponse [ms] |
|---------------------|-----------------------|
| MPPTHA | 0.54ms |
| MLI avec InCond | 2.3ms |
| MLI avec P&O | 3.1ms |
| Hybride avec InCond | 13.5ms |
| Hybride avec P&O | 14ms |

TABLE 6.1 – Classement des algorithmes suivant leurs temps de réponses

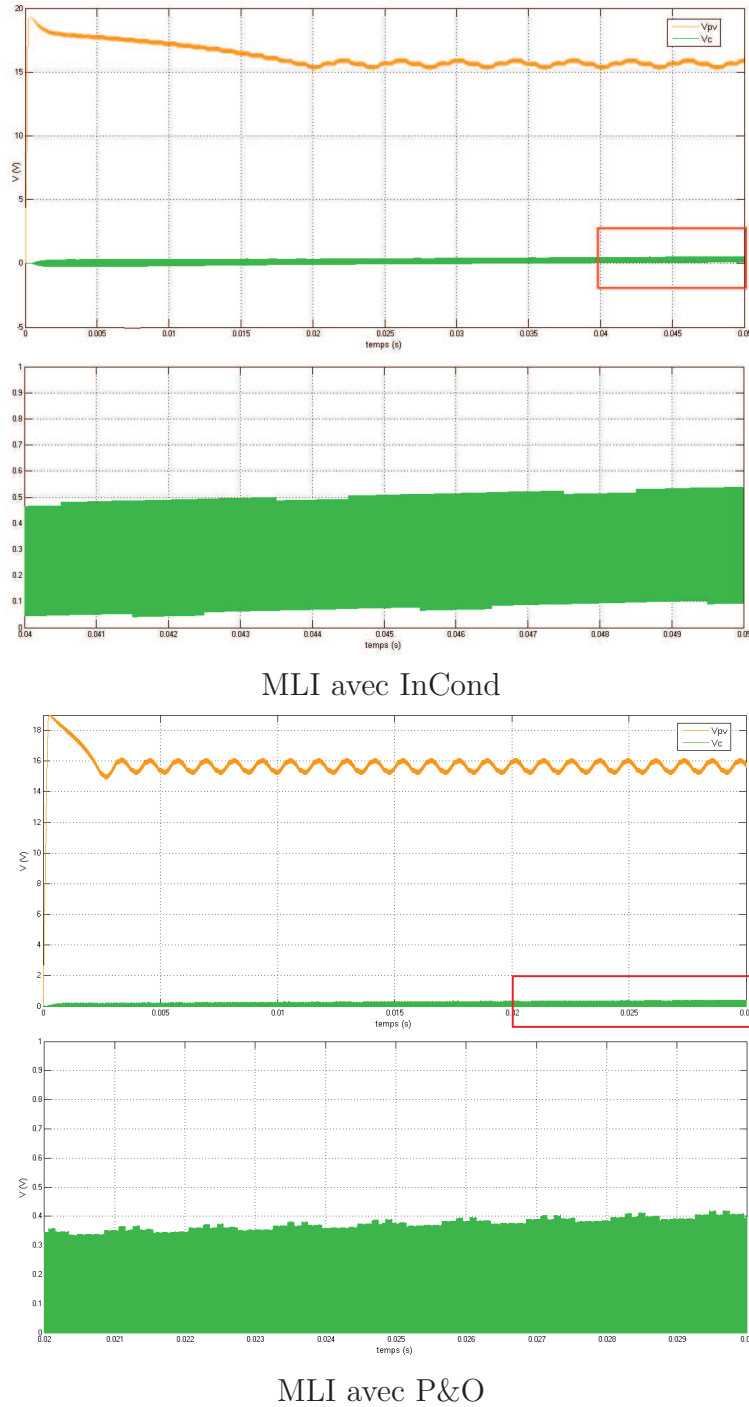


FIGURE 6.30 – Evolution des tensions du convertisseur utilisant les différents algorithmes MPPT

| Algorithme | Ondulation [W] |
|---------------------|----------------|
| Hybride avec InCond | 0.1 |
| Hybride avec P&O | 0.1 |
| MPPTHA | 0.25 |
| MLI avec InCond | 0.27 |
| MLI avec P&O | 0.47 |

TABLE 6.2 – Classement des algorithmes suivant leurs ondulations

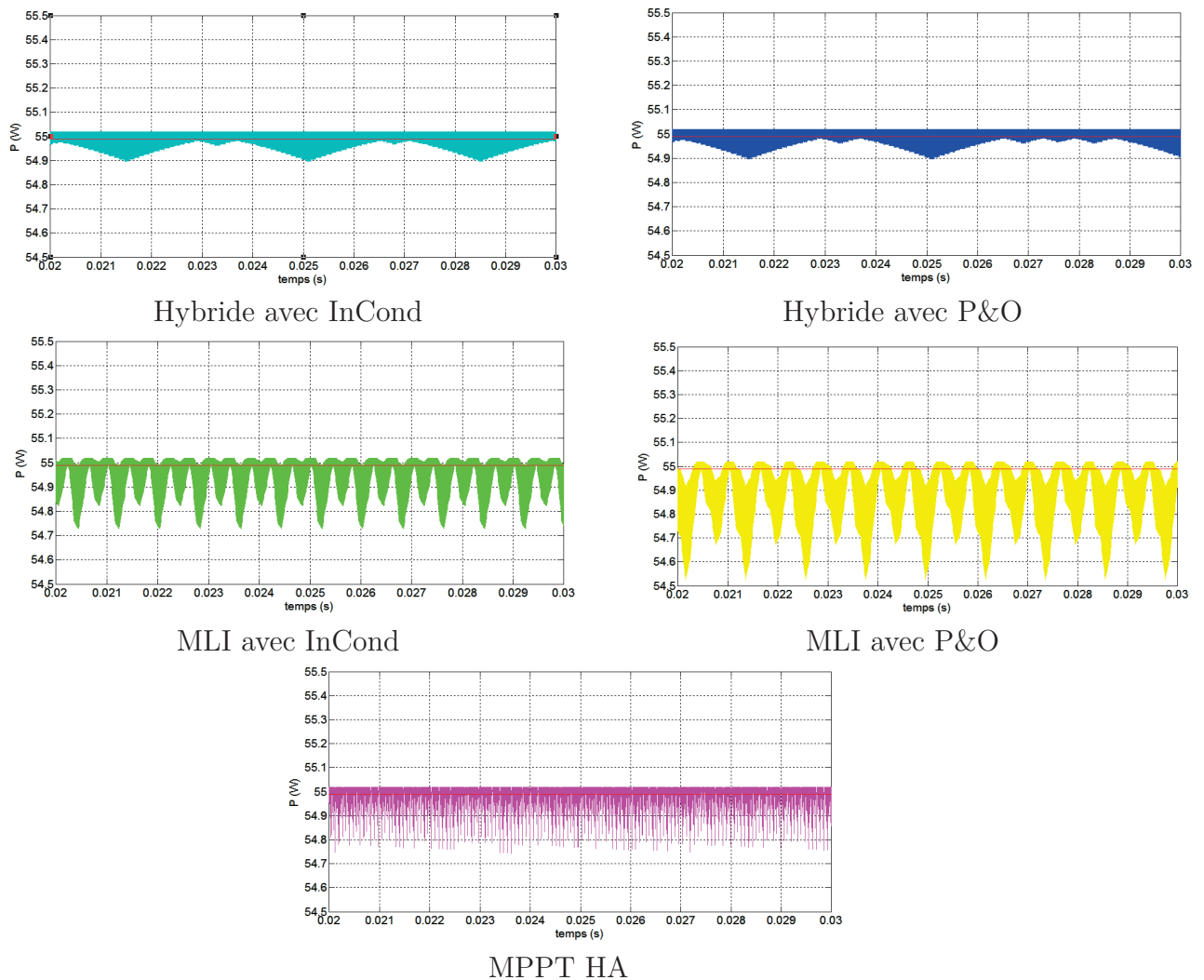


FIGURE 6.31 – Zoom (2) sur les courbes de puissance des algorithmes simulés

6.5.3 Fonctionnement avec variations d'ensoleillement

Nous nous sommes intéressés, dans cette partie, à la comparaison des performances des différents algorithmes MPPT sous ensoleillement variable (figure 6.15). Le comportement du système est décrit sur la figure 6.32. cette dernière permet de dire que les algorithmes à base d'approche hybride sont plus stables vis-à-vis les variations d'ensoleillement, tel qu'ils convergent plus rapidement après le changement de référence. Ceci a été vérifié en procédant à des zooms sur les courbes de puissance qu'on expose sur la figure 6.33. Par ailleurs, les algorithmes hybrides indirects, malgré leurs faibles ondulations avec des conditions stables, présentent une variation autour de P_{max} supérieure à celle de MPPTHA sous variations d'ensoleillement.

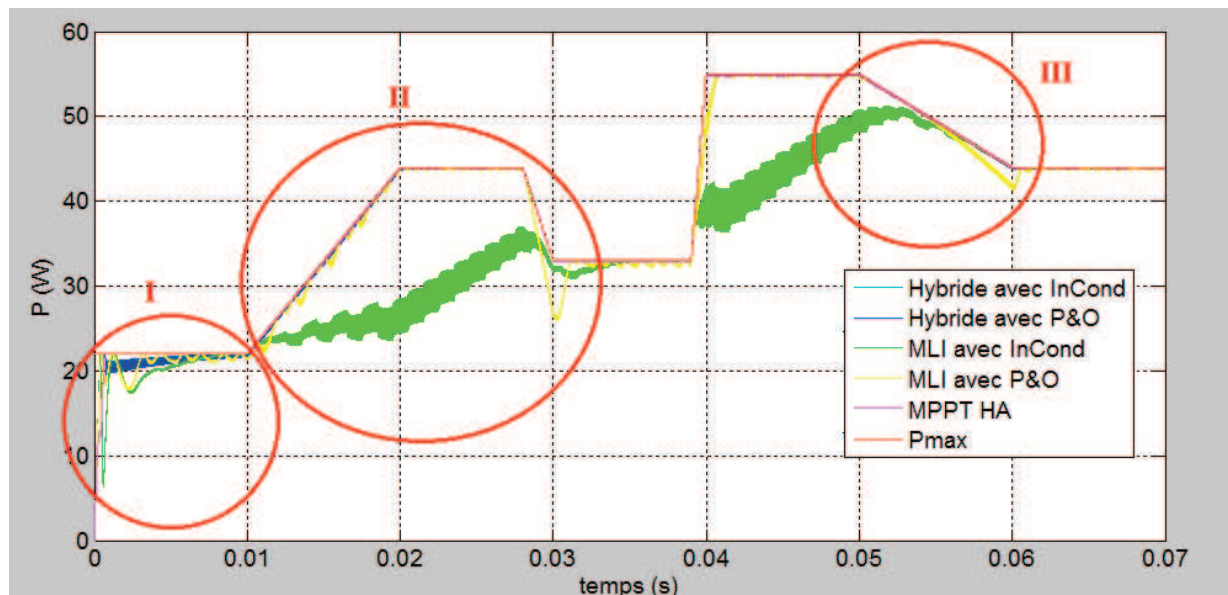


FIGURE 6.32 – Puissance extraite du panneau PV à une température de 25 °C et un ensoleillement variable

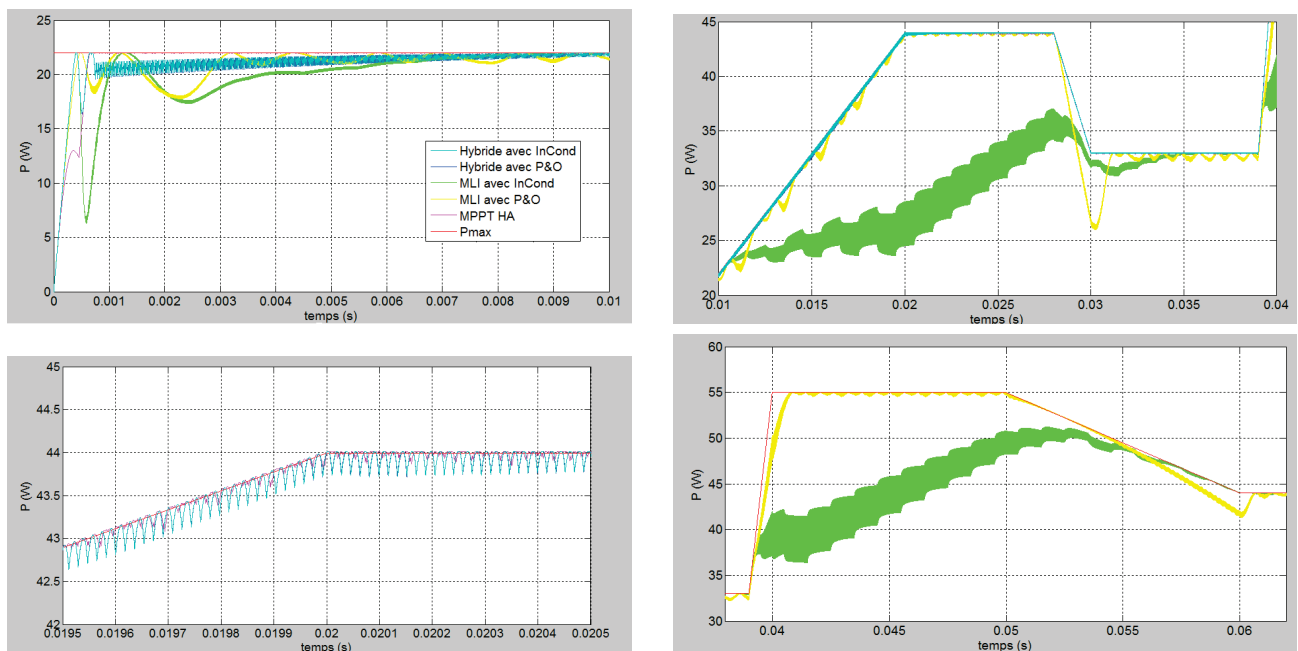


FIGURE 6.33 – Zoom sur les courbes de puissance des algorithmes simulés avec variations d'ensoleillement

6.5.4 Fonctionnement avec variations de température

Le test de cette partie sera porter sur une étude comparative de l'influence des variations de température (figure 6.20) sur le déroulement des algorithmes MPPT. Le comportement du système est décrit sur la figure 6.34. De même, les algorithmes convergent tous vers la puissance optimale avec des temps de réponse différents dont celui de MPPTHA reste toujours le meilleur avec la plus petite ondulation. On observe aussi un régime transitoire qui a été un peu plus long pour les commandes hybrides indirectes du fait que la première variation est apparue avant la stabilisation de l'algorithme. La figure 6.35 confirme ces remarques.

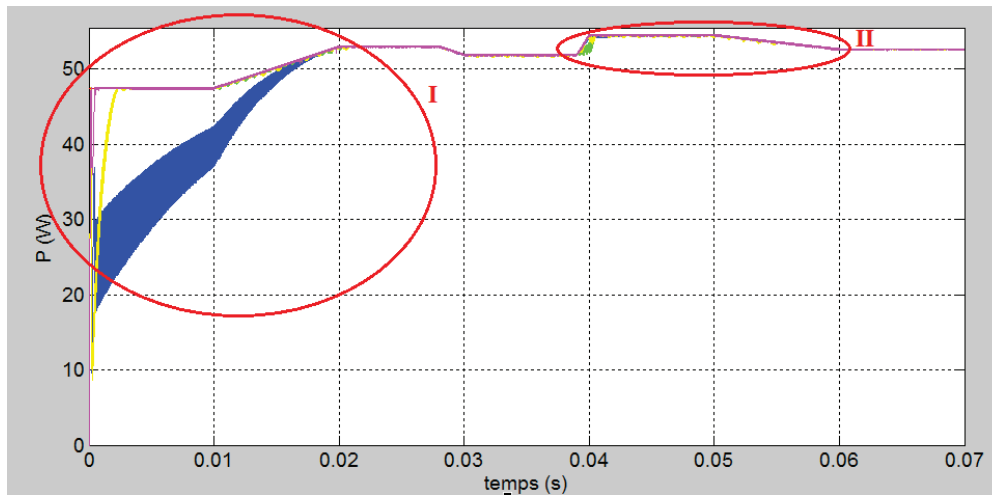


FIGURE 6.34 – Puissance extraite du panneau PV sous ensoleillement de $1000 W/m^2$ et température variable

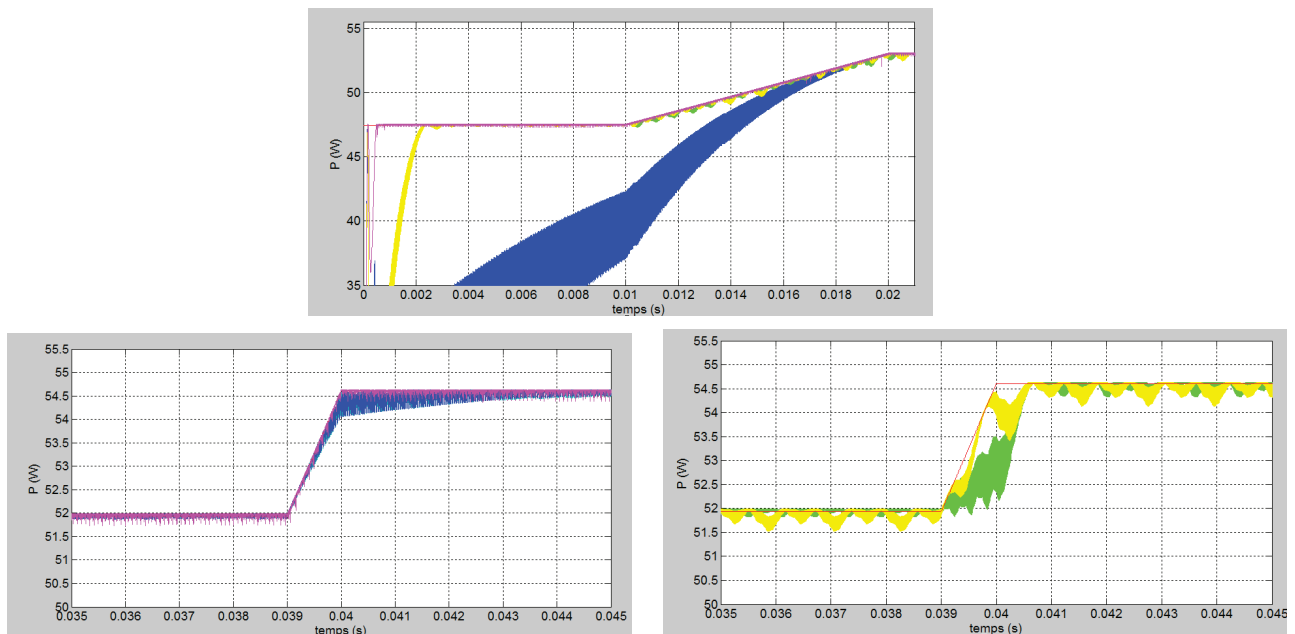


FIGURE 6.35 – Zoom (2) sur les courbes de puissance des algorithmes simulés avec variation de température

6.6 Conclusion

Le présent chapitre a porté sur le développement d'un nouveau algorithme MPPT pour l'optimisation d'une chaîne photovoltaïque en utilisant la théorie des systèmes dynamiques hybrides. Notre proposition a été validée par simulations, tel que nous avons proposé une synthèse de performances sous différentes conditions. De même, nous avons fait une étude comparative entre les résultats obtenus avec l'algorithme MPPTHA et ceux trouvés avec des commandes classiques afin d'évaluer ses performances par rapport aux algorithmes existant sur le marché.

Validation Expérimentale de l'Algorithme MPPTHA

7.1 Introduction

Après validation par simulation, nous procédons, dans ce chapitre, à la présentation de la maquette expérimentale que nous avons utilisé pour valider notre algorithme d'optimisation MPPTHA proposé dans le chapitre précédent. Ensuite, nous présentons différents résultats expérimentaux afin d'évaluer la faisabilité et les contraintes de l'utilisation de l'algorithme pratiquement.

7.2 Description générale de la maquette expérimentale

Pour valider expérimentalement l'algorithme MPPT proposé dans le cadre du présent travail, nous avons utilisé une maquette au Laboratoire de Commande des Processus qui consiste en un prototype de chaîne photovoltaïque destiné pour des applications pédagogiques ou de recherche. Le banc expérimental comporte une carte dSPACE 1104, un convertisseur multicellulaire à trois cellules, une charge RL et un panneau photovoltaïque de 55Wp. Les interrupteurs du bras multicellulaire sont constitués des transistors MOSFET montés en anti-parallèles avec des diodes. Les MOSFETs sont associés à des modules de commande gérant les temps morts et la protection contre les courts circuits. Les signaux de commande des MOSFET sont issus de la carte DS1104 de chez dSPACE, à base d'un processeur dédié au traitement du signal, le TMS320C31 de Texas Instrument et de plusieurs convertisseurs analogiques-numériques et numériques-analogiques. La photo de ce banc expérimental est donnée sur la figure 7.1



FIGURE 7.1 – Photo du banc d'essais expérimental

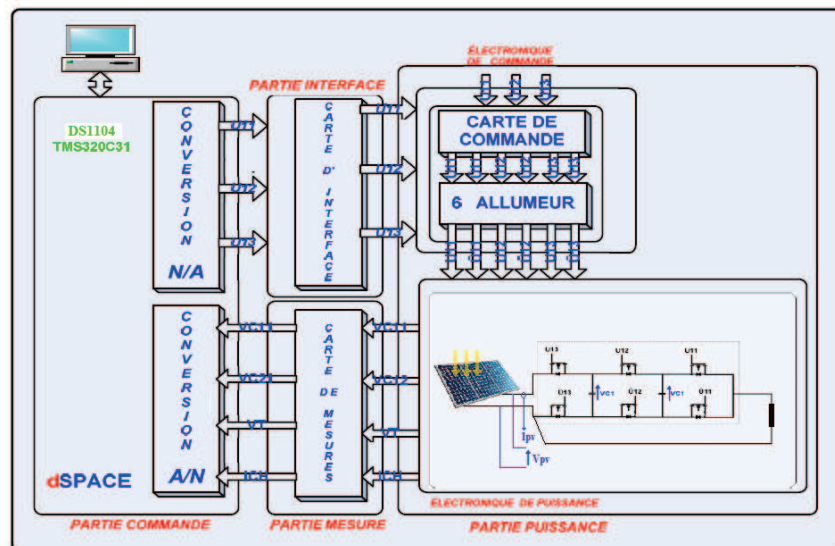


FIGURE 7.2 – Synoptique du banc d'essais expérimental

La figure 7.2 nous montre un synoptique du banc d'essais utilisé. Ce schéma met en évidence quatre différentes parties :

- a/ La partie puissance qui regroupe :
- Le panneau photovoltaïque

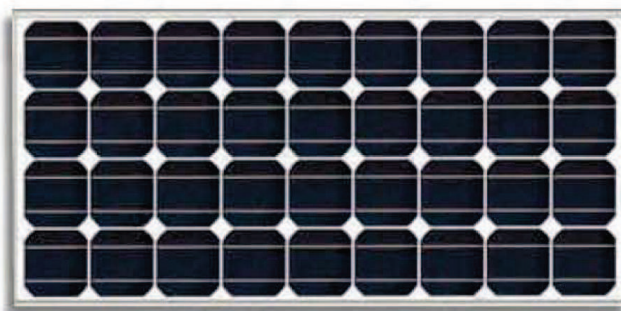


FIGURE 7.3 – Photos d'un panneau photovoltaïque

- Le convertisseur multicellulaire série à 3 cellules

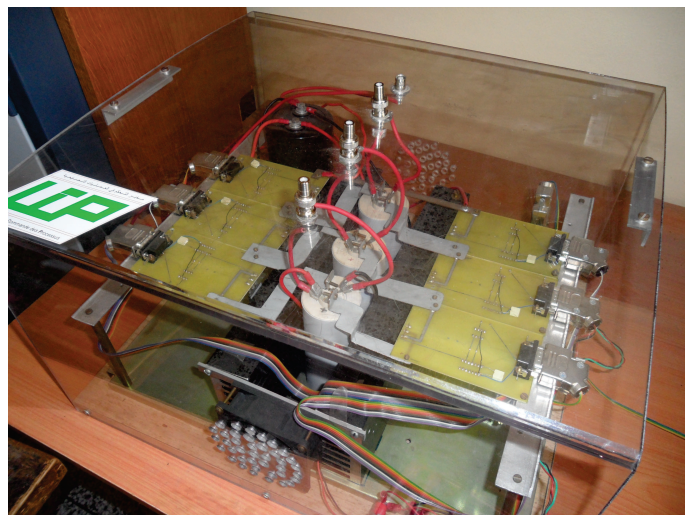


FIGURE 7.4 – Photos du convertisseur multicellulaire

- Les cartes de commande et d'allumage

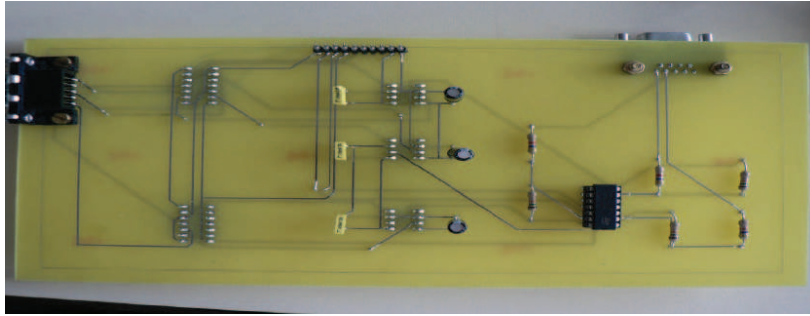


FIGURE 7.5 – Photos de la carte de commande

- La charge RL

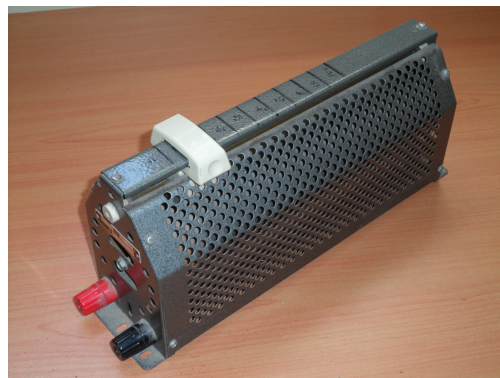


FIGURE 7.6 – Photos de la charge RL

- b/ La partie mesure, constituée des capteurs de tension (pour mesurer les tension des condensateurs flottants et la tension de sortie du panneau photovoltaïque) et d'un capteur de courant pour mesurer le courant délivré par le panneau photovoltaïque.

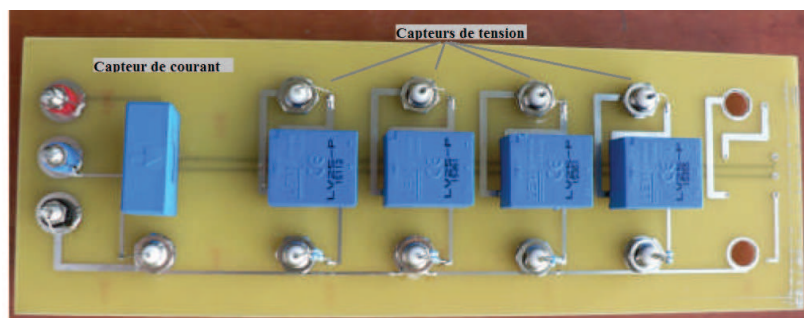


FIGURE 7.7 – Photos de la carte de mesure

c/ La partie interface qui est l'étage d'isolation optique et de protection des sorties de la carte dSPACE.

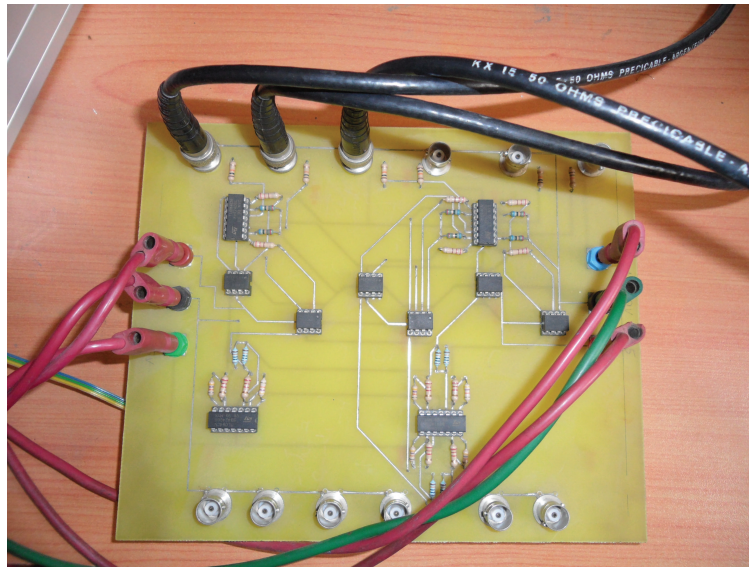


FIGURE 7.8 – Photos de la carte de protection

d/ La partie commande, constituée d'une carte de contrôle DS1104 (basé sur un DSP TMS320C31) et pilotée par ordinateur. Ce dernier permet de générer le code objet défini à partir de l'algorithme de commande. En effet, il permet d'écrire l'essentiel de l'algorithme de commande par schéma blocs sous le logiciel Matlab-Simulink et de modifier les paramètres de la commande en cours de fonctionnement. La conversion du programme en langage C se fait au moyen de l'outil Real Time Workshop de Simulink qui procure une façon rapide et efficace pour traduire les modèles de simulation en code C en fournissant une procédure automatique pour le codage, la compilation, l'édition des liens et le téléchargement des exécutables sur le processeur DSP. La figure 7.9 présente les différentes étapes de l'implantation de la commande.

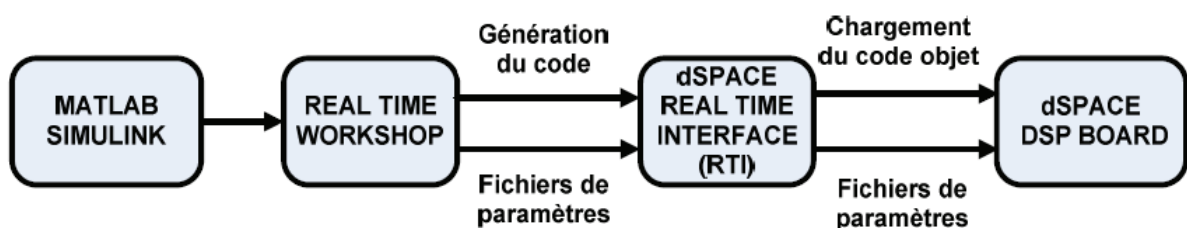


FIGURE 7.9 – Procédure de l'implantation temps réel

De même, la supervision du déroulement des programmes peut être faite en utilisant le logiciel ControlDesk. Sa fenêtre est représentée sur la figure 7.10.

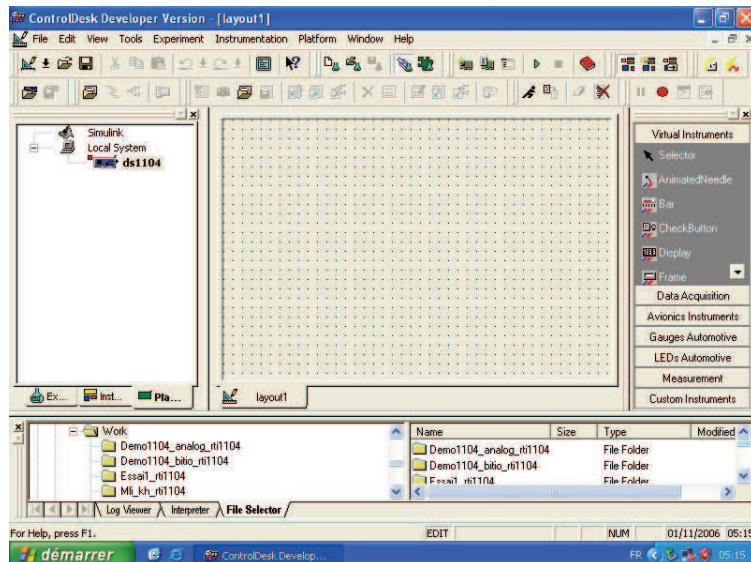


FIGURE 7.10 – Fenêtre du logiciel ControlDesk

7.3 Quelques résultats expérimentaux

Dans cette partie, nous allons présenter quelques résultats expérimentaux obtenus sur la maquette du laboratoire où la chaîne photovoltaïque est commandé en début d'expérience avec une MLI en boucle ouverte puis on commute vers l'algorithme MPPT. Nous avons supervisé les tests sur ControlDesk, en même temps nous avons fait une acquisition de données dans un fichier *.mat. Les figures suivantes présentes les résultats obtenus sur ControlDesk.

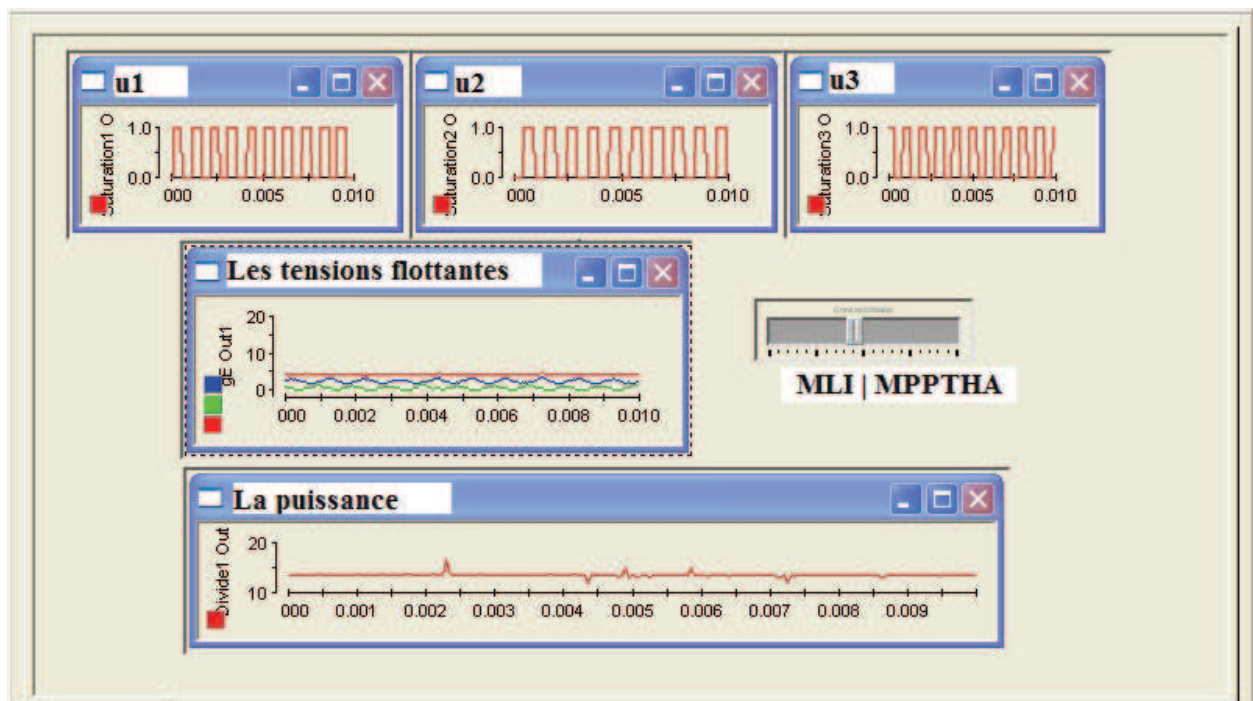


FIGURE 7.11 – Test avec MLI en boucle ouverte

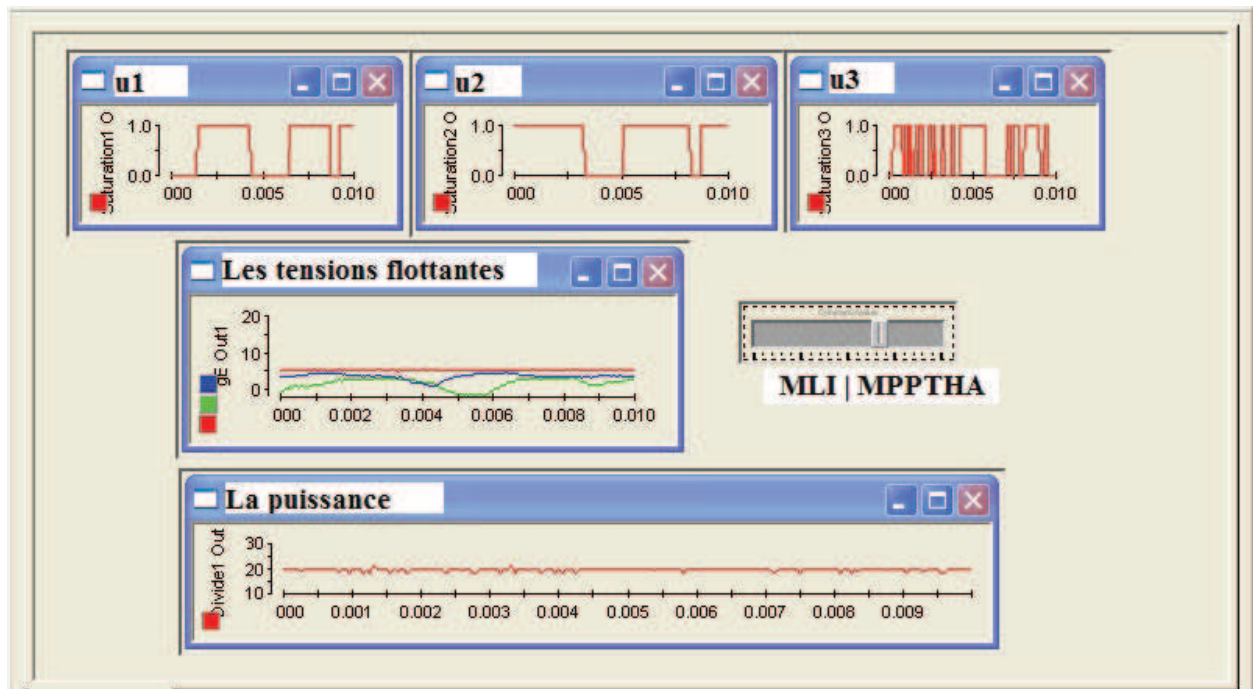


FIGURE 7.12 – Test avec l'algorithme MPPTHA

Ces figures montrent la différence de puissance produite entre la commande en boucle ouverte par MLI et la commande MPPTHA. De même, on remarque que l'algorithme assure l'équilibrage des tensions flottantes en plus de la recherche du point de puissance maximale.

Pour plus de détails, nous allons présenter les résultats traités à partir des fichiers *.mat

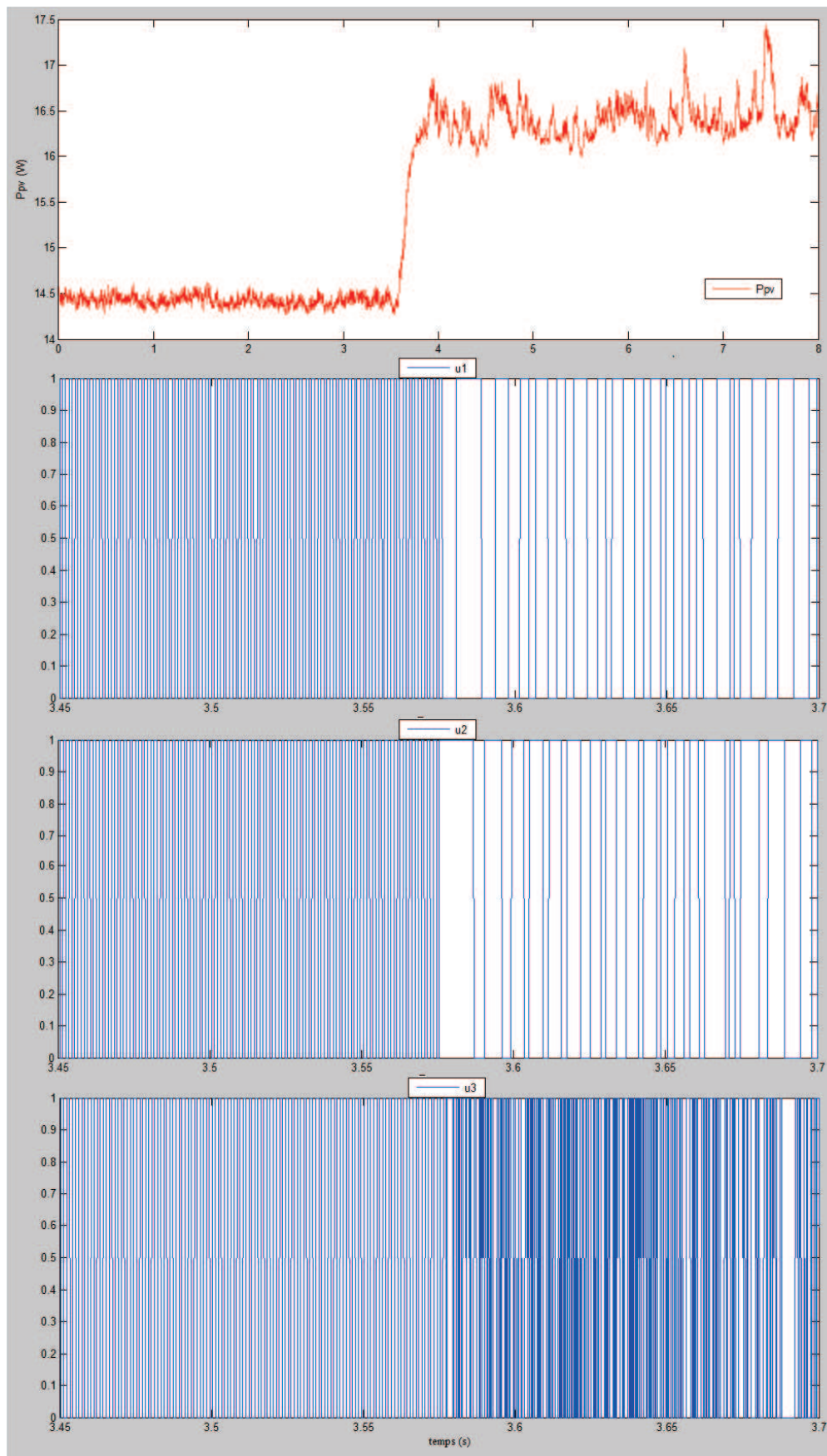


FIGURE 7.13 – résultat du premier test

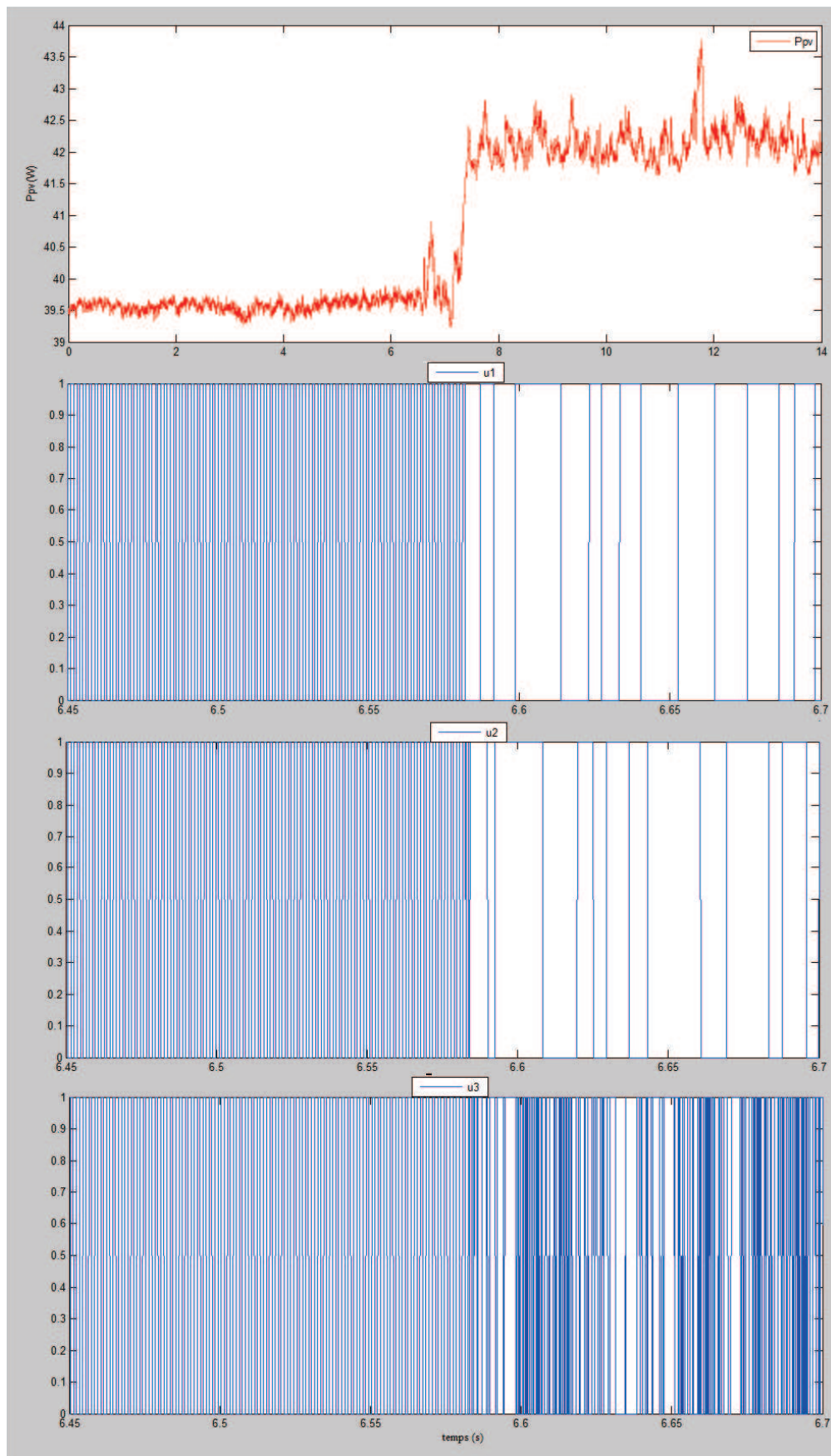


FIGURE 7.14 – résultat du deuxième test

Ces figures montrent l'évolution de la puissance suite à une transition d'une commande MLI à l'algorithme MPPTHA. En effet, cette commande assure l'optimisation de la puissance

avec une poursuite du point de puissance maximale. On remarque aussi, que la fréquence de commutation des interrupteurs est réduite pour le nouveau algorithme MPPTHA ce qui permet de prolonger la durée de vie des commutateurs. De même, cette commande permet d'équilibrer les tensions flottantes comme illustré sur les figures suivantes.

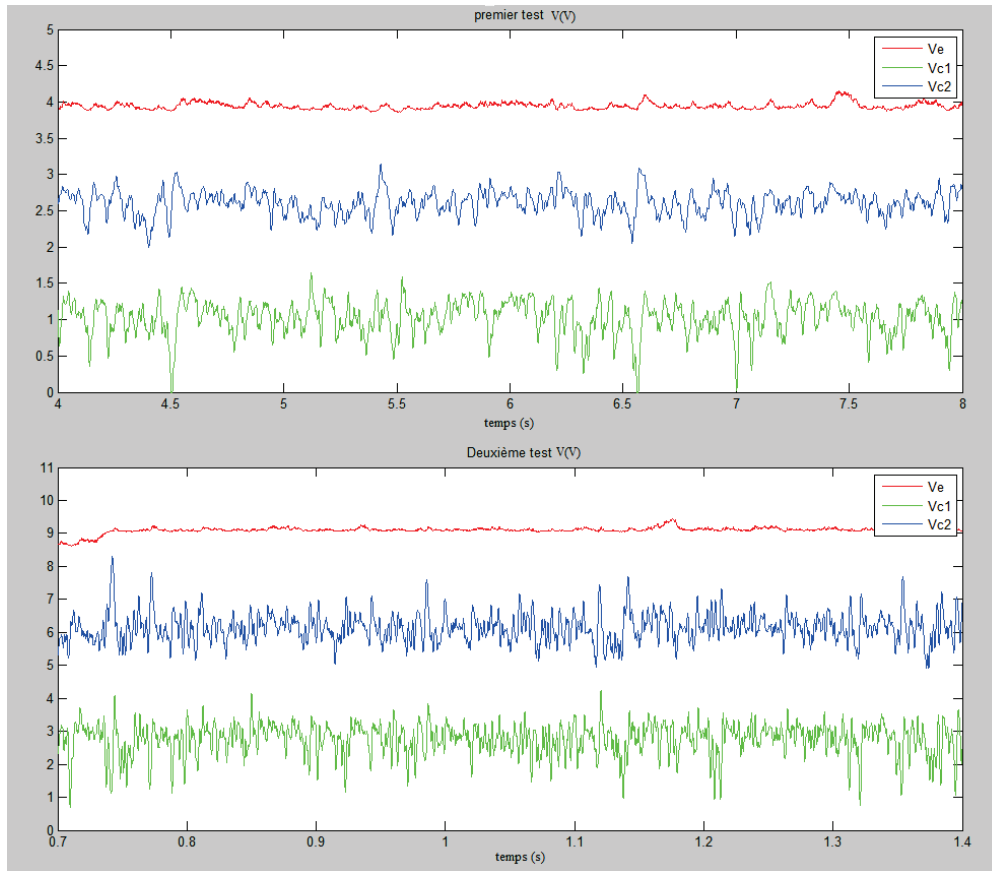


FIGURE 7.15 – Evolution des tensions flottantes lors des deux tests

7.4 conclusion

Cette étude expérimentale nous a permis de :

- Associer les différents éléments d'une chaîne photovoltaïque de base dans un prototype de laboratoire.
- Développer un programme de commande et d'optimisation réel d'une chaîne photovoltaïque, en utilisant la carte dSPACE DS1104.
- Associer entre un système physique et une commande numérique via la carte dSPACE.
- Evaluer les performances réelles de l'algorithme proposé.

Ainsi, nous pouvons conclure que l'algorithme MPPTHA assure une bonne optimisation du fonctionnement de la chaîne photovoltaïque. une conclusion que nous avons tirée en comparant les résultats obtenus avec une MLI en boucle ouverte et ceux de l'algorithme MPPTHA. De même, cette commande hybride respecte le mode de fonctionnement du convertisseur en équilibrant les tensions flottantes autour de leurs valeurs de références malgré les bruits de mesures dus à l'absence de filtrage dans la carte de mesure, ce qui permet de réduire la contrainte en tension aux bornes des interrupteurs. En plus de cet avantage, cette commande soulage les interrupteurs par réduction de la fréquence de commutation relativement à celle en boucle ouverte.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but la commande et l'optimisation par l'approche hybride d'une chaîne photovoltaïque à base d'un convertisseur multicellulaire série.

Notre contribution peut être résumée comme suit :

- Rappels sur la théorie des systèmes dynamiques hybrides et sur les propriétés des convertisseurs multicellulaire série que nous avons vu nécessaire à connaître avant de commencer la commande hybride de la chaîne.
- Commande d'un hacheur multicellulaire en demi pont de sorte à réguler sa tension moyenne de sortie pour des applications nécessitant une tension du bus continu fixe.
- Commande du convertisseur multicellulaire en pont complet en fonctionnement onduleur. L'objectif de cette partie est la contribution avec une commande pour le fonctionnement en onduleur en utilisant la théorie des systèmes dynamiques hybrides.
- Développement d'un algorithme d'optimisation d'une chaîne de production photovoltaïque que nous avons nommé MPPTHA, pour dire Maximum Power Point Tracking Hybrid Automata, basé sur l'approche hybride qui a assuré des résultats satisfaisants validés par simulations et expérimentation.

Les perspectives à l'issue de ces travaux sont multiples, nous citons :

- Amélioration des performances de la commande hybride de l'onduleur avec commande du courant de charge en boucle fermée.
- Optimisation des paramètres de régulation de l'automate hybride MPPTHA.
- Continuation des études expérimentales pour faire les tests de robustesse vis à vis des fluctuations météorologiques.
- Achèvement de la réalisation du prototype de la chaîne photovoltaïque avec association d'un système de stockage et d'un régulateur de charge.
- Développement d'un automate hybride pour la gestion des flux d'énergies au sein d'une chaîne photovoltaïque.

Données de simulation

A.1 Caractéristiques du hacheur multicellulaire en demi pont

| Paramètres | valeurs |
|--|-------------|
| La tension d'alimentation (V_e) | 200V |
| La capacité du condensateur flottant (C) | 40 μF |
| La résistance de la charge (R) | 20 Ω |
| L'inductance de la charge (L) | 1.5mH |

TABLE A.1 – Paramètres de simulations du convertisseur en demi pont

A.2 Caractéristiques de l'onduleur multicellulaire en pont complet

| Paramètres | valeurs |
|---|-------------|
| La tension d'alimentation (V_e) | 1000V |
| La résistance de la charge (R) | 10 Ω |
| L'inductance de la charge (L) | 5mH |
| La capacité du condensateur flottant du bras1 (C_1) | 40 μF |
| La capacité du condensateur flottant du bras2 (C_2) | 40 μF |

TABLE A.2 – Paramètres de simulations du convertisseur en pont

A.3 Paramètres de simulations de la chaîne photovoltaïque

| Paramètres | valeurs |
|--|--|
| Puissance maximale (P_{max}) | 55 W |
| Courant de court circuit (I_{sc}) | 3.85 A |
| Tension de circuit ouvert (V_{oc}) | 19.25 V |
| Courant optimal (I_{MPP}) | 3.55 A |
| Tension optimale (V_{MPP}) | 15.49 V |
| Coef. de température du courant (α) | $2.06 \cdot 10^{-3} \text{ A}/\text{°C}$ |
| Coef. de température de la tension (β) | $0.077 \text{ V}/\text{°C}$ |

TABLE A.3 – caractéristiques du panneaux photovoltaïques

| Paramètres | valeurs |
|---|------------|
| La capacité du condensateur de filtrage (C_f) | 40 μF |
| La capacité du condensateur flottant (C) | 40 μF |

TABLE A.4 – paramètres du convertisseurs

| Paramètres | valeurs |
|-----------------------|------------|
| La résistance (R) | 2 Ω |
| L'inductance (L) | 1 mH |

TABLE A.5 – paramètres de la charge

Bibliographie

- [AIM 03] M. Aimé, *Evaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques : Application aux nouvelles structures multicellulaires*. Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 2003.
- [BEL 09] A. Bellini, S. Bifaretti, V. Iacovone, C. Cornaro, *Simplified Model of a Photovoltaic Module*. Applied Electronics, pp. 47-51, Sept 2009.
- [BENA 10] M. Benadel, *Modélisation et Simulation des Convertisseurs Statiques (Application à la Structure Multicellulaire Série)*. Mémoire de Magister, Université M'hmed Bougara Boumerdes, 2010.
- [BENM 09] K. Benmansour, *Réalisation d'un banc d'essai pour la Commande et l'Observation des Convertisseurs Multicellulaires Série : Approche Hybride*. Thèse de Doctorat, ENSEA, 2009.
- [BENM 10] K. Benmansour, A. Tlemçani, M.Djemaï, J. De Leon, *A New Interconnected Observer Design in Power Converter : Theory and Experimentation*. Nonlinear Dynamics and Systems Theory, Vol(10) n°3, pp. 211-224, 2010.
- [BENZ 11] O. Benzineb, F. Taibi, M.E.H. Benbouzid, M.S. Boucherit, M.Tadjine, *Multicell Converters Hybrid Sliding Mode Control*. International Review on Modeling and Simulations 4, 4 (2011), pp. 1396-1403.
- [BER 09] C. Bernard, C. Sebrao-Oliveira, B. Laval, C. Vaudouer, *Algorithme MPPT à base de logique floue*. Rapport rédigé dans le cadre de l'UV BA04 - Energie renouvelables, Automne 2009. Energie renouvelables
- [BIR 06] A. Birouche. *Contribution sur la synthèse d'observateurs pour les systèmes dynamiques hybrides*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [BOE 68] A. F. Boehinger, *Self-Adaptive DC Converter for Solar Spacecraft Power Supply*. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, pp. 102-111, 1968.
- [BOU 08] F. Bounkar. *Conception de stratégies de commande et d'observation pour un convertisseur multicellulaire. Approche hybride série*. Thèse de Magister, ENP d'Alger, 2008.
- [CAB 08] C. Cabal, *Optimisation Energétique de l'Etage d'Adaptation Electronique dédié à la Conversion Photovoltaïque*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse III - Paul Sabatier, 2008.

- [CAR 96] Ph. Carrère, *Etude et réalisation des convertisseurs multicellulaires série à IGBT. Equilibrage des condensateurs flottants*. Thèse de Doctorat, INP Toulouse, 1996.
- [CID 06] M.A. Cid Pastor, *Conception et Réalisation de Modules Photovoltaïques Electroniques*. Thèse de Doctorat, INSA de Toulouse, 2006.
- [DAB 11] M.E. Dabladji, O. Ameer, *Commande et optimisation d'une chaîne photovoltaïque à base de convertisseur multicellulaire : approche hybride*. Mémoire de Fin d'Etude, ENP d'Alger, 2011.
- [EME 96] K. Emery, J. Burdick, Y. Caiyem, D. Dunlavy, H. Field, B. Kroposki, T. Moriarty, L. Ottoson, S. Rummel, T. Strand, M.W. Wanlass, *Temperature dependence of photovoltaic cells, modules and systems Photovoltaic Specialists Conference, 1996*, Conference Record of the Twenty Fifth IEEE, pp. 1275 - 1278, 13-17 Mai 1996.
- [FAL 06] A. Falk, C. Dürschner, K-H. Remmers, *Le photovoltaïque pour tous : Conception et réalisation des installations*. Edition : Systèmes Solaires, Solarpraxis et le Moniteur, 2006.
- [FEM 05] N. Femia, G. Petrone, G. Spagnuolo, M. Vitelli, *Optimization of Perturb and Observ Maximum Power Point Tracking Method*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol(20)n° 4, juillet 2005.
- [GAT 97] G. Gateau, *Contribution à la commande des convertisseurs statiques multicellulaires série*. Thèse de Doctorat, I. N. P. Toulouse, 1997.
- [GAT 02] G. Gateau, M. Fadel, P. Maussion, R. Bensaid, T. A. Meynard, *Multicell Converters : Active Control and Observation of Flying-Capacitor Voltages*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol(49)n°5, pp. 998-1008, Oct 2002.
- [GHA 07] J. Ghaisari, M. Habibi, A. Bakhshai, *An MPPT controller design for photovoltaic (PV) system based on the optimal voltage factor tracking*, IEEE Electrical Power Conference, EPC 2007, pp. 359-362, Oct. 2007.
- [GOL 89] A. Gollu, P.P. Varaiya, *Hybrid dynamical systems*, proc. of the 28rd IEEE Conf. on Decision and Control, Tampa, 1981.
- [GUT 01] M. F. Escalante Gutierrez, *Contribution à la définition de structures optimales d'onduleurs pour la commande de machines à courant alternatif par DTC*. Thèse doctorat, Ecole Supérieur d'Electricité, 2001.
- [HUS 95] K. H. Hussein, I. Muta, T. Hshino, M. Osakada, *Maximum photovoltaic power tracking : an algorithm for rapidly changing atmospheric conditions*, Proc. Inst.Elect. Eng. Vol. 142, No.1, pp. 59-64, Jan. 1995.
- [KUR 02] M.Kurovsky, *Etude des systèmes dynamiques hybride par représentation d'état discrète et automate hybride*,. Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier-Grenoble 1, 2002.
- [LEE 06] J. H. Lee, H. B. Bo, H. Cho, *Advanced incremental conductance MPPT algorithm with a variable step size*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2006, EPE-PEMC 2006. 12th International, pp. 603-607, Aug. 2006.
- [LIU 04] C. LIU, B. WU, R. CHEUNG, *Advanced Algorithm for MPPT Control of Photovoltaic System*, Canadian Solar Building Conference, Montreal, August 20-24 2004.
- [LOU 08] F. Louadj, *Commande Robuste des Systèmes Hybrides : Application à un Convertisseur Multicellulaire*. Mémoire de Magister, ENP d'Alger, 2008.

- [LUQ 03] A. Luque, S. Hegedus, *Handbook of Photovoltaic Science and Engineering*. Edition John Wiley & Sons, 2003.
- [LYG 03] J. Lygeros, K.H.Johansson, S.N.Simie et S.S.Sastry. *Dynamical Properties modeling of Hybrid Automata*, IEEE Transactions on automatic control Vol(48) n°1, pp. 2-17, 2003.
- [MAS 07] A. S. Masoum, H. Dehbonei, E. F. Fuchs, *Theoretical and Experimental Analyses of Photovoltaic Systems with voltage and current based maximum power point tracking*, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 17, No. 4, pp. 514-522, Dec. 2002.
- [MEY 91] T. A. Meynard, H. Foch, French patent N91. 09582 du 25 juillet 1991 ; dpt. international PCT (Europe, Japon, USA, Canada) N92. 00652 du 8 juillet 1992.
- [MEY 92] T. A. Meynard, H. Foch, *Multilevel choppers for high voltage applications*. EPEJ, vol(2) n°1, pp-45-55, Mar 1992.
- [MEY 02] T. A. Meynard, H. Foch, F. Forest, C. Turpin, F. Richardeau, L. Delmas, G. Gateau, E. Lefeuvre, *Multicell Converters : Derived Topologies*. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol(49)n°5, pp. 978-987, Oct 2002 ;
- [MIN 12] *Potentiel des Energies Renouvelables en Algérie*. site du Ministère des énergies et des mines, 2012.
<http://www.mem-algeria.org/francais/index.php?page=potentiels>
- [PET 09] M. Petiban, *Nouvelles architectures distribuées de gestion et de conversion de l'énergie pour les applications photovoltaïques*. Thèse de Doctorat, Université de Toulouse, 2009.
- [RIC 97] A. Ricaud, *Photopiles solaires - De la physique de la conversion photovoltaïque aux filières, matériaux et procédés*. Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, 1997.
- [SAH 10] M. Sahouane, *Le photovoltaïque en Algérie expériences d'aujourd'hui et perspectives de demain*, XXI Congrès Mondial de l'Energie, Montréal, Canada, 12-16 Septembre 2010.
- [TAC 98] O. Tachon, *Commande Découplante Linéaire des convertisseurs multicellulaires série*. Thèse de Doctorat, I. N. P. Toulouse, 1998.
- [TAL 11] S. TALBI, R. RIAH, *Comparaison et Synthèse d'un Nouvel Algorithme MPPT Robuste pour une Chaîne de Production d'Energie Photovoltaïque*. Mémoire de Fin d'Etude, ENP d'Alger, 2011.
- [TOS 02] N. Toshihiko, S. Togashi and N. Ryo, *Short-current Pulse based Maximum Power Point Tracking Method for Multiple Photovoltaic-and-Converter Module System*, IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol(49) n°1, pp. 217-223, Fev. 2002.