RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE LENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

utbm
université de technologie
Belfort-Montbéliard

Département Électrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études

pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique
Option : Technologie de l'hydrogène

Conception et commande de convertisseurs DC/DC à haut rendement pour Piles à Combustibles - Batteries

---

Madani Lydia et Mili Nadine

Sous la supervision de : **Dr. Farid KHOUCHA** ENP
Dr. Ing Mohamed BECHERIF UTBM

Présenté et soutenu publiquement le

Composition du jury :

Président :	**Pr. MO. Mahmoudi**	ENP
Examinateur :	**Dr. A. Benachour**	ENP

ENP 2026

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE LENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ÉCOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

utbm
université de technologie
Belfort-Montbéliard

Département Électrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études

pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur d'État en Électrotechnique
Option : Technologie de l'hydrogène

Conception et commande de convertisseurs DC/DC à haut rendement pour Piles à Combustibles - Batteries

---

Madani Lydia et Mili Nadine

Sous la supervision de : **Dr. Farid KHOUCHA** ENP
Dr. Ing Mohamed BECHERIF UTBM

Présenté et soutenu publiquement le

Composition du jury :

Président :	**Pr. MO. Mahmoudi**	ENP
Examinateur :	**Dr. A. Benachour**	ENP

ENP 2026

Électrotechnique / ENP, 10 Rue des Frères OUDEK, El Harrach 16200 Alger Algérie.

ملخص

يتناول هذا العمل دراسة نظام تحويل الطاقة المكوّن من خلية وقود من نوع PEMFC مقترنة بمحوّل رافع للجهد DC-DC، سواء أحادي الطور أو رباعي الأطوار المتشابكة. الهدف الرئيسي هو تنظيم جهد الخرج عند 54 فولت مع الحدّ من تموّجات التيار والجهد التي قد تضرّ بغشاء الخلية. تمت دراسة استراتيجيتين للتحكم وتطبيقهما على التوبولوجيتين: التحكم PI التتابعي والتحكم التنبؤي بالنموذج MPC. تمّت مقارنة أداء الاستراتيجيتين من خلال عدة سيناريوهات محاكاة. كما أُجري تحقق تجريبي على منصة عملية تضمّ محوّل Boost تجارياً يُقاد ببطاقة Arduino، مع إشراف عبر واجهة LabVIEW واتصال بحافلة CAN.

الكلمات المفتاحية:
خلية وقود PEMFC، محوّل Boost، تشابك رباعي الأطوار، تحكم PI تتابعي، تحكم تنبؤي MPC، تحقق تجريبي.

Abstract

This work focuses on an energy conversion system combining a PEMFC fuel cell with a DC-DC Boost converter, in single-phase and four-phase interleaved topologies. The main objective is to regulate the output voltage at 54 V while limiting current and voltage ripples that could degrade the fuel cell membrane. Two control strategies are studied and applied to both topologies : cascaded PI control and Model Predictive Control (MPC). Their performance is compared through several simulation scenarios. Experimental validation is carried out on a test bench using a commercial Boost converter driven by an Arduino board, supervised via a LabVIEW interface and CAN bus communication.

Keywords :

PEMFC fuel cell, Boost converter, multiphase interleaving, cascaded PI control, Model Predictive Control (MPC), experimental validation.

Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude d'un système de conversion d'énergie associant une pile à combustible PEMFC à un convertisseur Boost DC-DC, en topologie monophasée et entrelacée à quatre phases. L'objectif est d'assurer la régulation de la tension de sortie à 54 V tout en limitant les ondulations susceptibles de dégrader la membrane. Deux stratégies de commande sont étudiées et appliquées aux deux topologies : la commande PI en cascade et la commande prédictive par modèle (MPC). Les performances des deux stratégies sont comparées à travers plusieurs scénarios de simulation. Une validation expérimentale est réalisée sur un banc à convertisseur Boost commercial piloté par carte Arduino, supervisé via une interface LabVIEW et une communication par bus CAN.

Mots-clés :

Pile à combustible PEMFC, convertisseur Boost, entrelacement multiphasé, commande PI cascade, commande prédictive (MPC), validation expérimentale.

Remerciements

Avant toute chose, nous rendons grâce à **Allah**, le Très Miséricordieux, le Tout-Puissant, pour Ses innombrables bienfaits et pour nous avoir accordé la vie, la santé, la force, la patience, le courage et la persévérance nécessaires afin de mener à bien ce travail. Sans Sa volonté, rien n'aurait été possible. Nous Lui exprimons notre profonde reconnaissance pour nous avoir guidées tout au long de notre parcours universitaire, éclairées dans les moments de doute et accordé la détermination nécessaire pour surmonter les difficultés rencontrées. Nous prions Allah de nous permettre de mettre à profit les connaissances acquises au service de notre pays, de notre profession et du bien commun.

Nous exprimons notre profonde gratitude à notre encadrant, **Dr. Farid Khoucha**, pour la confiance qu'il nous a accordée en nous proposant ce sujet de recherche. Nous le remercions très sincèrement pour son accompagnement, sa disponibilité, sa patience, sa rigueur scientifique ainsi que pour la qualité de ses conseils et de ses orientations tout au long de ce travail. Son expertise, ses remarques pertinentes et ses encouragements ont été déterminants dans la réussite de ce projet.

Nous adressons également nos sincères remerciements à notre co-encadrant, **Dr. Ing. Mohamed Becherif**, de l'Université de Technologie de Belfort–Montbéliard, pour son expertise scientifique, ses conseils avisés et ses précieuses recommandations qui ont enrichi ce mémoire.

Nous sommes particulièrement honorées de remercier **Monsieur MO. Mahmoudi**, Professeur à l'École Nationale Polytechnique, pour l'honneur qu'il nous fait en acceptant de présider le jury de ce mémoire. Nous lui exprimons notre reconnaissance pour l'intérêt porté à notre travail et pour le temps consacré à son évaluation.

Nous remercions chaleureusement **Monsieur A. Bennachour** pour avoir accepté d'examiner ce mémoire. Nous lui sommes particulièrement reconnaissantes pour la qualité de son enseignement en *Électronique de puissance*, qui a suscité notre intérêt pour cette discipline et a largement inspiré le choix de ce thème de notre projet de fin d'Études.

Nos remerciements s'adressent également à l'ensemble des enseignants du Département d'Électrotechnique de l'École Nationale Polytechnique pour la qualité de leur enseignement et leur contribution à notre formation.

Enfin, nous adressons notre profonde gratitude à nos familles, pour leur amour, leurs sacrifices, leur soutien et leurs encouragements permanents. Nous remercions également nos amis ainsi que toutes les personnes qui, de près ou de loin, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Dédicace

Avant toute chose, je rends grâce à Dieu, Celui qui connaît les chemins que nous empruntons avant même que nous sachions où ils nous mènent. À Lui revient toute louange pour la force déposée dans mon cœur lorsque mes pas devenaient lourds, pour la patience offerte dans les moments d'épreuve, et pour cette lumière discrète qui m'a permis de continuer, même lorsque je doutais de moi-même.

Ce travail est le fruit d'un long chemin, parfois incertain, parfois difficile, mais toujours porté par l'espoir, la foi et l'amour de ceux qui m'entourent.

Je dédie ce mémoire à mon père, que je porte dans mon cœur à chaque étape de ma vie. À travers ce travail, j'espère lui offrir une raison d'être fier de moi, non seulement pour ce que j'ai accompli, mais pour tout ce que j'ai appris à devenir en avançant.

À ma mère, mon refuge, ma force silencieuse, celle qui a porté bien plus que ce que les mots peuvent contenir. À celle qui a su être présence, courage, tendresse et protection à la fois. À celle qui m'a appris, sans toujours le dire, que l'amour véritable se reconnaît dans les sacrifices discrets, dans les nuits d'inquiétude, dans les prières murmurées et dans cette force immense de continuer pour ceux qu'on aime.

À ma sœur, mon appui dans les jours fragiles, celle qui m'a appris que la force n'est pas l'absence de peur, mais le courage de se relever malgré elle. Merci d'avoir tenu ma main lorsque la vie devenait instable, d'avoir été cette présence qui rassure, qui comprend, qui soutient sans avoir besoin de longs discours.

À mes amies, Yasmine, Imane et ma chère Douaa, mes belles bénédictions de Dieu. Merci d'avoir adouci ce chemin par votre présence, vos mots, vos rires et votre amour. Merci d'avoir été là dans les moments où j'avais besoin d'être comprise, encouragée ou simplement accompagnée en silence.

À toutes les personnes qui ont cru en moi lorsque je peinais à le faire, qui m'ont encouragée lorsque mes forces faiblissaient, qui m'ont rappelé de continuer quand l'abandon semblait plus simple. De chacune d'elles, je garde une lumière, une parole, une leçon.

Si cette réussite porte mon nom, elle porte aussi les traces de leurs prières, de leur amour, de leur patience et de leur soutien. Et c'est avec un cœur plein de gratitude que je leur dédie ce travail.

Lylia

Dédicace

Alhamdoulillah. Avant toute chose, je rends grâce à **Allah**, le Tout-Puissant, pour m'avoir accordé la santé, la force, la patience et la persévérance nécessaires pour mener ce travail à son terme, et pour avoir mis sur mon chemin des personnes aussi précieuses.

Je me dédie également ce mémoire, fruit de longues années d'efforts, de sacrifices et de détermination, et qui marque une étape importante de mon parcours et de ma vie. Je me le dédie à moi-même, à la persévérance qui m'a portée dans les moments de doute, et à toutes ces nuits de travail où j'ai continué à croire en ce projet et en mes capacités.

À **mon cher père**, l'homme dont les sacrifices silencieux ont façonné qui je suis aujourd'hui. Ses conseils avisés et sa confiance indéfectible en mes capacités ont été un phare tout au long de ce chemin, même dans les moments où je doutais le plus. Merci pour tout ce que tu as donné, sans jamais rien demander en retour.

À **ma chère mère**, source inépuisable de tendresse et de prières. Chaque étape de ma vie porte l'empreinte de son amour inconditionnel — un amour que les mots resteront toujours trop pauvres pour décrire. Merci pour chaque sacrifice, chaque prière et chaque encouragement qui m'ont portée jusqu'ici.

À **Rania**, ma belle-sœur, dont la douceur et la bienveillance ont illuminé bien des moments de ce parcours. Sa présence discrète mais constante a compté plus qu'elle ne l'imagine.

À **Badreddine**, mon frère, dont les encouragements sont arrivés pile au bon moment, plus souvent qu'il ne le sait. Son affection a été un appui silencieux mais réel. Merci pour ton soutien de tous les jours.

À mon grand frère **Mahdi**, qui a toujours été bien plus qu'un frère : un véritable second père. Merci pour ton amour, ta présence, tes précieux conseils et ton soutien indéfectible tout au long de mon parcours.

À ma tante maternelle **Karima**, pour ses prières et ses encouragements qui m'ont accompagnée tout au long de ce parcours.

À mes amies **Ouassila**, **Yousra**, **Aya** et **Amina**, complices de ces années : leur amitié sincère, leur écoute et les souvenirs partagés resteront parmi les plus belles richesses de ce parcours.

Enfin, à toutes celles et ceux qui, de près ou de loin, ont apporté leur pierre à l'édifice de ce travail, j'adresse ma sincère et profonde reconnaissance.

Nadine

Table des matières

Liste des tableaux

Table des figures

Liste des sigles et acronymes

Liste des symboles

Introduction générale **24**

Contexte énergétique . . . 24
Objectif du travail . . . 25
Organisation du mémoire . . . 25

1 Étude de la pile à combustible et des convertisseurs DC-DC associés **27**

1.1 Introduction générale . . . 27
1.2 Contexte et intérêt des piles à combustible . . . 27
1.2.1 Définition des piles à combustible . . . 27
1.2.2 Historique et jalons technologiques . . . 28
1.2.3 Différentes technologies de piles à combustible . . . 30
1.3 Principe de fonctionnement et structure d'une PEMFC . . . 32
1.3.1 Eléments structuraux d'une cellule élémentaire . . . 32
1.3.2 Principe de fonctionnement électrochimique . . . 34
1.3.3 Avantages et inconvénients de la PEMFC . . . 35
1.4 Performances électriques de la PEMFC . . . 37
1.4.1 Courbe de polarisation de la PEMFC . . . 37
1.4.2 Analyse des pertes internes . . . 38
1.4.3 Courbe de puissance de la PEMFC . . . 38
1.4.4 Rendements électriques de la PEMFC . . . 38
1.4.5 Implications sur le choix de l'interface DC/DC . . . 39
1.5 Rôle et classification des convertisseurs DC/DC . . . 40
1.6 Convertisseur boost conventionnel . . . 41
1.6.1 Structure et constituants . . . 41
1.6.2 Principe de fonctionnement . . . 42
1.6.3 Limites du convertisseur boost classique dans les applications PàC . . . 45
1.7 Convertisseurs Boost entrelacés multiphasiques . . . 45
1.7.1 Principe de l'entrelacement (déphasage des signaux de commande) . . . 45

1.7.2 Convertisseur boost entrelacé à 4 phases . . . 46
1.8 Conclusion . . . 48

2 Modélisation et commande du système 49
2.1 Introduction . . . 49
2.2 Modélisation de la PàC . . . 49
2.2.1 Modèle statique de Larminie et Dicks . . . 49
2.2.2 Hypothèses de modélisation, paramètres du stack . . . 50
2.2.3 Contraintes opérationnelles imposées aux convertisseurs statiques . . . 53
2.2.4 Simulation du modèle PEMFC . . . 55
2.3 Modélisation du convertisseur Boost simple . . . 59
2.3.1 Hypothèses de modélisation . . . 59
2.3.2 Fonction de commutation et rapport cyclique . . . 59
2.3.3 Équations d'état — Phase ON et Phase OFF . . . 60
2.3.4 Modèle moyen sur une période de commutation . . . 61
2.3.5 Dimensionnement des composants passifs . . . 62
2.4 Modélisation du convertisseur Boost entrelacé à 4 phases . . . 64
2.4.1 Fonctions de commutation . . . 64
2.4.2 Équations d'état — modèle à commutation . . . 64
2.4.3 Modèle moyen . . . 65
2.5 Stratégies de commande du système . . . 66
2.5.1 Objectifs de commande . . . 66
2.5.2 Types de commande applicables . . . 66
2.5.3 Justification du choix pour notre système (PEMFC + Boost + Batterie) . . . 67
2.5.4 Commande PI en cascade . . . 67
2.5.5 Commande Prédictive par Modèle (MPC) . . . 71
2.5.6 Modèle boost simple utilisé pour la prédiction . . . 72
2.5.7 Modèle boost entrelacé à 4 phases utilisé pour la prédiction . . . 75

3 Simulation numérique et analyse des résultats 78
3.1 Résultats de la commande PI en cascade . . . 78
3.1.1 Objectifs des simulations . . . 78
3.1.2 Paramètres de simulation . . . 79
3.1.3 Validation de la commande PI en cascade . . . 80
3.1.4 Scénarios de simulation . . . 81
3.2 Résultats de la commande MPC . . . 86
3.2.1 Objectifs des simulations . . . 86
3.2.2 Paramètres de simulation . . . 87
3.2.3 Recherche des horizons optimaux du MPC . . . 88
3.2.4 Validation de la commande MPC . . . 89
3.2.5 Scénarios de simulation . . . 91
3.3 Résultats de la commande MPC — Convertisseur boost entrelacé à 4 phases . . . 98
3.3.1 Objectif et contexte . . . 98
3.3.2 Résultats de simulation — validation . . . 98
3.4 Analyse des résultats de simulation . . . 99

3.4.1 Tension de sortie $V_s(t)$ . . . 99
3.4.2 Courants inducteurs . . . 100
3.4.3 Duty Cycle $d(t)$ . . . 100
3.4.4 Fonction de coût $J(t)$ . . . 101
3.4.5 Tableau comparatif . . . 101

4 Validation expérimentale avec un convertisseur Boost commercial 103
4.1 Introduction . . . 103
4.2 Présentation du banc expérimental . . . 103
4.2.1 Convertisseur Boost commercial . . . 103
4.2.2 Architecture générale du système . . . 104
4.2.3 Carte de commande et acquisition des mesures . . . 105
4.2.4 Cartes contacteur et arrêts d'urgence . . . 106
4.3 Principe de commande par retour de tension . . . 106
4.3.1 Régulation interne du convertisseur Boost . . . 106
4.3.2 Rôle du potentiomètre numérique . . . 107
4.3.3 Loi de commande $K(n)$ et quasi-linéarisation . . . 107
4.4 Implémentation de la commande sur Arduino . . . 108
4.4.1 Architecture logicielle générale . . . 108
4.4.2 Acquisition et traitement des mesures . . . 109
4.4.3 Gestion des sécurités . . . 110
4.4.4 Séquence de démarrage . . . 111
4.4.5 Boucle de régulation en courant . . . 112
4.4.6 Régulation en tension par correcteur PI cascade . . . 112
4.5 Résultats expérimentaux . . . 114
4.5.1 Vérification et étalonnage des mesures . . . 114
4.5.2 Caractérisation en boucle ouverte . . . 115
4.5.3 Résultats de la boucle de régulation en courant . . . 115
4.5.4 Résultats de la boucle de régulation en tension . . . 121
4.5.5 Analyse et discussion . . . 126
4.6 Bilan de la validation de la commande . . . 126
4.7 Supervision et acquisition des données par LabVIEW . . . 127
4.7.1 Communication série Arduino–PC . . . 127
4.7.2 Interface LabVIEW . . . 128
4.8 Communication CAN . . . 130
4.8.1 Objectif et architecture . . . 130
4.8.2 Mise en œuvre et paramètres retenus . . . 131
4.8.3 Validation expérimentale . . . 132
4.8.4 Perspectives d'intégration . . . 134
4.9 Conclusion . . . 134

Conclusion générale 135

Bibliographie 136

Liste des tableaux

1.1 Différentes technologies de piles à combustibles 31
1.2 Répartition des coûts de réalisation d'une PEMFC (**Référence**) 37
1.3 Synthèse comparative des principales topologies DC/DC pour applications PàC. 41

2.1 Cahier des charges de la pile PEMFC 55
2.2 Rapport cyclique d_0 aux quatre coins du domaine de fonctionnement. 62
2.3 Composants passifs retenus pour le boost simple ($P = 243$ W). 63
2.4 Termes de la fonction de coût MPC et leurs rôles 74

3.1 Paramètres du convertisseur boost 79
3.2 Paramètres de la commande PI en cascade 79
3.3 Performances de la commande PI en cascade — Validation (sans soft-start, $i_L(0) = 0$ A, $V_s(0) = 10$ V). 80
3.4 Ondulations en régime permanent — Boost simple (PI). 81
3.5 Performances de la commande PI en cascade — Scénario 1 (soft-start). 82
3.6 Transitions de charge appliquées (PI en cascade). 83
3.7 Performances de la commande PI en cascade — Scénario 2 (échelons de charge). 83
3.8 Profil de courant PEMFC (PI en cascade). 84
3.9 Performances de la commande PI en cascade — Scénario 3 (PEMFC). 85
3.10 Paramètres du convertisseur boost 87
3.11 Paramètres de la commande MPC 87
3.12 Comparaison des horizons de prédiction 88
3.13 Performances dynamiques du contrôleur MPC ($N_p^* = 60$). 89
3.14 Ondulations en régime permanent — Boost simple (MPC). 90
3.15 Transitions de charge appliquées 92
3.16 Performances du MPC aux échelons de charge (Scénario 2, $N_p^* = 60$). 93
3.17 Profil de courant PEMFC (MPC) 94
3.18 Performances de la commande MPC — Scénario PEMFC ($N_p^* = 60$, $N_c = 1$). 96
3.19 Synthèse des performances selon N_p et N_c 97
3.20 Comparaison Boost Simple vs Entrelacé 4 Phases — commande MPC ($N_p^* = 60$). 101

4.1 États de la machine à états du programme Arduino. 109
4.2 Conditions de sécurité, actions et états résultants. 110
4.3 Récapitulatif des essais — boucle de courant. 120
4.4 Synthèse — boucle de tension ($V_{in} = 10$ V, CC 1,5 A sauf indication). 125
4.5 Limites du régulateur vs limites du convertisseur. 126

4.6 Format de la trame série `DATA` envoyée par l'Arduino (débit : 115 200 baud, champs séparés par des virgules, paires `clé=valeur`). 128
4.7 Paramètres de configuration du bus CAN retenus. 132
4.8 Structure de la trame d'état CAN (ID `0x100`, DLC = 8 octets). 132

Table des figures

1.1 Schéma d'une Pile à Combustible 28
1.2 La première pile à combustible développée par William Grove 28
1.3 Comparaison des rendements d'une pile à combustible et d'un moteur thermique [1] 30
1.4 Technologies des PàCs et domaines d'application [2]. 31
1.5 Empilement type d'une cellule de pile 32
1.6 Représentation schématique du Point de Triple Contact au niveau de la cathode 33
1.7 Montage d'une membrane entre plaques bipolaires. 33
1.8 Une plaque bipolaire 34
1.9 Schéma de fonctionnement et des composants d'une pile à combustible. 35
1.10 Schéma représentatif d'un convertisseur DC-DC 40
1.11 Convertisseur DC/DC Boost conventionnel 42
1.12 Formes d'ondes du convertisseur Boost simple 43
1.13 Convertisseur boost entrelacé à 4 phases 46
1.14 Ondulation du courant d'entrée $\Delta i_{fc}/\Delta i_{Lx}$ en fonction du rapport cyclique d pour différents nombres de phases. 47

2.1 Schéma électrique équivalant d'une PàC 50
2.2 Courbe de polarisation d'une PàC 55
2.3 Décomposition des pertes (par cellule) 56
2.4 Courbe de puissance de la PàC PEMFC 57
2.5 Variation du rendement 58
2.6 Schéma bloc de la commande PI en cascade du convertisseur boost. 67
2.7 Schéma bloc de la commande MPC du convertisseur boost. 71

3.1 Validation PI en cascade 80
3.2 Démarrage avec soft-start — PI en cascade 82
3.3 Réponse aux échelons de charge — PI en cascade 83
3.4 Variation de V_{fc} 85
3.5 Score composite et réponses $V_s(t)$ pour $N_p \in \{10, 30, 60, 80, 120\}$ 88
3.6 Validation MPC 89
3.7 Démarrage avec soft-start 91
3.8 Réponse aux échelons de charge 93
3.9 Système PEMFC–Boost complet 95
3.10 Influence de N_p (gauche, $N_c = 1$ fixé) et de N_c (droite, $N_p = 30$ fixé) 97
3.11 Boost simple VS Entrelace à 4 phase 99

4.1 Convertisseur Boost commercial, élévateur 8–60 V vers 12–83 V (variante 1800 W ; la photographie illustre le modèle 1200 W de la même gamme). 104
4.2 Carte Arduino et carte de commande utilisées pour le pilotage du convertisseur. 104
4.3 Vue générale du banc expérimental de commande du convertisseur Boost. 105
4.4 Schéma général du système de commande du convertisseur Boost. 105
4.5 Schéma de principe de la commande par retour de tension : boucle de rétroaction avec gain $K(n)$. 106
4.6 Montage électronique de la boucle de retour : pont diviseur R_3/R_4, amplificateur opérationnel et potentiomètre numérique MCP41010. 108
4.7 Logigramme de la séquence de démarrage et de régulation. 111
4.8 Schéma bloc de la boucle de régulation en courant : correcteur par hystérèse avec plafond de tension passif V_{set}. 112
4.9 Schéma bloc du régulateur PI cascade : boucle de tension externe ($T_{s,V} = 100$ ms) et boucle de courant interne ($T_{s,I} = 20$ ms) 113
4.10 Courbe $V_s = f(n)$: tension théorique et tension mesurée sur le banc pour $n \in [0, 255]$. 115
4.11 Fonctionnement nominal — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 36$ V, I_{out} variable : courant (haut), tension (milieu), commande n (bas). 116
4.12 Saturation et dépassement — $V_e = 15{,}6$ V, $V_{ref} = 24$ V : I_{ref} croît sans effet sur V_s (fond rose), puis provoque un dépassement de +5,2 V (+22 %) au déverrouillage de n. 117
4.13 Consigne non atteinte — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 48$ V, $I_{out} \approx 3$ A : V_s plafonne à 24,6 V malgré n décrémenté jusqu'à 175. 118
4.14 Décrochage et récupération — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 60$ V, charge variable : V_s atteint 60 V à faible charge, décroche vers 38 V pour $I_{out} > 2{,}4$ A (zone rose), puis récupère. 119
4.15 Plafond physique — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 60$ V, $I_{out} \approx 2{,}9$ A : V_s plafonne à 38,5 V malgré $n_{\min} = 167$; I_{ref} plafonne à ≈4 A, borne effective imposée par l'anti-windup ($\sigma_V \leq 147$) et non la saturation à 8 A. 120
4.16 Réponse nominale — $V^*_{ref} = 24$ V, $V_{in} = 8{,}9$ V, CC 1,5 A : tension (haut), courant (milieu), commande n (bas). 121
4.17 Changements de consigne successifs — $V_{in} = 10$ V, CC 1,5 A : consigne cible (tirets), V_{ref} rampée (bleu), V_{out} (rouge) et commande n (bas). Arrêt d'urgence à $t \approx 148$ s (n remonte à 255). 122
4.18 Emballement de l'intégrateur — $V^*_{ref} = 60$ V, $V_{in} = 10$ V, CC 3 A : V_{out} (haut), I_{ref} et I_{out} (milieu), n (bas). Zone orangée : $n = 0$, I_{ref} s'emballe sans effet. 123
4.19 Effet de la charge — $V_{in} = 10$ V, régime établi. Plafond physique (≈48–50 V selon la charge) atteint pour les deux charges dès $V^*_{ref} \gtrsim 48$ V. 124
4.20 Décrochage — balayage 24–58 V, $V_{in} = 8{,}9$ V, CC 1,5 A : V_{out} (haut), I_{ref} et I_{out} (milieu), commande n (bas). 125
4.21 Panneau frontal de l'interface LabVIEW en cours d'acquisition : sélection du port (*COM6*), saisie et envoi des consignes, dernière trame reçue (*read buffer*) et historique horodaté des trames (*log*). 128
4.22 Diagramme bloc LabVIEW : boucle d'acquisition avec configuration de la liaison série, envoi conditionnel des consignes (structure *Case*), lecture des trames, affichage et tracé en temps réel. 129
4.23 Suivi de consigne acquis via l'interface LabVIEW ($V_e = 10$ V, échelons 24 → 36 V). 130

4.24 Représentation simplifiée de l'architecture du système : séparation du chemin de puissance (pile – Boost – charge) et du chemin d'information et de contrôle (carte de commande – supervision via bus CAN). 131
4.25 Réception en temps réel des trames d'état (ID `0x100`, DLC = 8) sous *CAN BUS Analyzer* (Microchip). L'écart inter-trames affiché (≈0,10 s) confirme la période d'émission de 100 ms. . 133
4.26 Décodage de l'enregistrement CAN : tension de sortie et état de la machine d'états reconstruits à partir des trames `0x100`. La progression des états accompagne la montée de la tension de sortie, confirmant la cohérence des données transmises. 133

Liste des sigles et acronymes

Sigle	Signification
4Ph	Quatre phases, relatif au convertisseur boost entrelacé à quatre phases.
ACK	*Acknowledgement*, trame d'acquittement envoyée après réception d'une commande.
ADC	*Analog-to-Digital Converter*, convertisseur analogique–numérique.
AFC	*Alkaline Fuel Cell*, pile à combustible alcaline.
AME	Assemblage membrane–électrodes.
AOP	Amplificateur opérationnel.
ASCII	*American Standard Code for Information Interchange*.
AU	Arrêt d'urgence.
BJT	*Bipolar Junction Transistor*, transistor bipolaire.
BS	Boost simple.
CAN	*Controller Area Network*, bus de communication embarqué.
CANopen	Protocole de communication applicatif basé sur le bus CAN.
CCM	*Continuous Conduction Mode*, mode de conduction continue.
CHYST	Constante logicielle de bande d'hystérèse du courant.
CS	*Chip Select*, broche de sélection d'un composant SPI.
DB9	Connecteur D-subminiature à neuf contacts.
DC	*Direct Current*, courant continu.
DC-DC	Conversion continu–continu.
DCM	*Discontinuous Conduction Mode*, mode de conduction discontinue.
DLC	*Data Length Code*, longueur utile d'une trame CAN.
DMFC	*Direct Methanol Fuel Cell*, pile à combustible à méthanol direct.
EME	Ensemble membrane–électrodes.
ENP	École Nationale Polytechnique.
ESR	*Equivalent Series Resistance*, résistance série équivalente.
ESTOP	*Emergency Stop*, état d'arrêt d'urgence dans la machine d'états.
FLC	*Fuzzy Logic Control*, commande par logique floue.
GTO	*Gate Turn-Off Thyristor*.
HO-50S	Capteur de courant à effet Hall utilisé pour les mesures isolées.
ID	Identifiant de trame, notamment pour les messages CAN.

Sigle	Signification
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*.
INON	État logique indiquant que la source d'entrée est connectée.
INT	Interruption matérielle utilisée par le contrôleur CAN.
LC	Circuit ou dynamique inductance–condensateur.
LE	*Little Endian*, ordre d'encodage des octets du poids faible au poids fort.
LEM	Capteur de courant à effet Hall de marque LEM.
LQR	*Linear Quadratic Regulator*, régulateur linéaire quadratique.
MCFC	*Molten Carbonate Fuel Cell*, pile à carbonates fondus.
MCP	Famille de composants Microchip utilisée pour l'ADC, le potentiomètre numérique et le contrôleur CAN.
MFCS	*Multi Fuel Cell System*, système multi-stacks de piles à combustible.
MLI	Modulation de largeur d'impulsion.
MOSFET	*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*.
MPC	*Model Predictive Control*, commande prédictive par modèle.
MPP	*Maximum Power Point*, point de puissance maximale.
NASA	*National Aeronautics and Space Administration*.
NI	*National Instruments*.
OC	*Over Current*, surintensité instantanée ou seuil de surintensité.
OFF	État ouvert ou bloqué d'un interrupteur.
ON	État fermé ou passant d'un interrupteur.
OS	*Overshoot*, dépassement en réponse transitoire.
OUTON	État logique indiquant que la charge de sortie est connectée.
OVC	*Over Current*, état de défaut de surintensité.
PàC	Pile à combustible.
PACO	Réseau ou source documentaire relatif aux piles à combustible.
PAFC	*Phosphoric Acid Fuel Cell*, pile à acide phosphorique.
PC	Ordinateur personnel utilisé pour la supervision.
PEM	*Proton Exchange Membrane*, membrane échangeuse de protons.
PEMFC	*Proton Exchange Membrane Fuel Cell*, pile à combustible à membrane échangeuse de protons.
PI	Proportionnel–Intégral.
PWM	*Pulse Width Modulation*, modulation de largeur d'impulsion.
RC	Circuit ou constante de temps résistance–condensateur.
RESET	État logique d'initialisation du programme Arduino.
RHP	*Right Half Plane*, demi-plan droit.
RK4	Méthode de Runge–Kutta d'ordre 4.
RUNNING	État logique indiquant que la régulation est active.
SETVALUE	État logique indiquant qu'une consigne a été définie.
SFCS	*Single Fuel Cell System*, système à stack unique de pile à combustible.
SMC	*Sliding Mode Control*, commande par mode glissant.

Sigle	Signification
SOFC	*Solid Oxide Fuel Cell*, pile à oxyde solide.
SPI	*Serial Peripheral Interface*, bus série synchrone.
START	Commande de lancement de la régulation.
STOP	Commande ou bouton d'arrêt de l'acquisition ou de la régulation.
TX/RX	Transmission/réception de trames ou de données série.
UNDERV	*Under Voltage*, état de défaut de sous-tension.
USB	*Universal Serial Bus*.
UTBM	Université de technologie de Belfort–Montbéliard.
VI	*Virtual Instrument*, instrument virtuel LabVIEW.
VIN	*Voltage Input*, voie ou facteur associé à la mesure de tension d'entrée.
VISA	*Virtual Instrument Software Architecture*.
VOUT	*Voltage Output*, voie ou facteur associé à la mesure de tension de sortie.
ZRD	Zéro dans le demi-plan droit.

Liste des symboles

Les notations sont regroupées par contexte d'utilisation. Certains symboles possèdent un sens local lorsqu'ils apparaissent dans des sous-systèmes différents.

1. Grandeurs électriques du convertisseur

Symbole	Désignation
A	Constante de dimensionnement de la loi $K(n) = 1 + A/n$ du retour de tension expérimental.
C	Capacité du condensateur de sortie.
$C_{\min}$	Capacité minimale imposée par l'ondulation maximale de tension.
C_{std}	Valeur normalisée retenue pour le condensateur.
$d_{\min}$, $d_{\max}$	Bornes minimale et maximale admissibles du rapport cyclique.
d, $d(t)$, $d[k]$	Rapport cyclique instantané ou discret du convertisseur.
d_0	Rapport cyclique nominal ou point de fonctionnement stationnaire calculé.
d_{prev}	Rapport cyclique appliqué au pas de calcul précédent.
Δd	Variation du rapport cyclique entre deux pas d'échantillonnage.
Δi_L	Ondulation du courant d'inductance du boost simple.
Δi_{fc}	Ondulation du courant absorbé par la pile ou courant total PEMFC.
Δi_{in}	Ondulation du courant d'entrée vu par la source.
$\Delta i_{in}^{\max}$	Ondulation maximale admissible du courant d'entrée.
Δi_{Lx}	Ondulation de courant d'un bras du convertisseur entrelacé.
ΔI_h	Bande d'hystérèse du correcteur courant expérimental.
Δn	Incrément élémentaire du pas du potentiomètre numérique.
$\Delta \phi$	Déphasage angulaire entre deux phases entrelacées.
Δt	Décalage temporel entre deux bras ou période de correction du correcteur hystérèse.
ΔV	Incrément de tension de la rampe expérimentale.
$\Delta V_c^{(4\,\text{ph})}$	Ondulation de tension du condensateur pour le boost entrelacé à 4 phases.
$\Delta V_c^{(\text{simple})}$	Ondulation de tension du boost simple monophasé.
ΔV_h	Bande d'hystérèse en tension.
ΔV_s	Ondulation de la tension de sortie.
$\Delta V_s^{\max}$	Ondulation maximale admissible de la tension de sortie.
$\Delta V_{\min}$	Plus petite variation de tension mesurable ou exploitable expérimentalement.

Symbole	Désignation
E_L	Énergie magnétique stockée dans l'inductance.
$f_{s,\mathrm{BS}}$	Fréquence de découpage du boost simple.
$f_{s,4\mathrm{Ph}}$	Fréquence de découpage du boost entrelacé à 4 phases.
G	Gain statique ou gain en boucle ouverte selon le contexte.
G_{boost}	Gain statique du convertisseur boost simple.
I_C	Courant du condensateur de sortie.
I_L, I_{L0}	Courant moyen d'inductance et courant inducteur nominal.
$I_{L,nom}$	Courant inducteur nominal dans la comparaison des topologies.
I_{L1}, I_{L2}, I_{L3}, I_{L4}	Courants moyens des quatre bras du boost entrelacé.
I_{Lk}	Courant moyen du bras k du boost entrelacé.
I_s, i_o	Courant de sortie ou courant de charge.
I_{in}, i_{in}	Courant d'entrée mesuré sur le banc expérimental.
I_{out}	Courant de sortie mesuré ou fourni à la charge/batterie.
I_{ref}	Consigne de courant utilisée dans les essais expérimentaux.
I_{set}, I^*_{set}	Consigne de courant imposée dans la régulation par hystérèse.
$I_{in,\mathrm{inst}}$	Courant d'entrée instantané utilisé dans la logique de sécurité.
I_{OC}	Seuil de surintensité instantanée.
$I_{\mathrm{max,in}}$, $I_{\mathrm{max,out}}$	Seuils de courant maximal admissible en entrée et en sortie.
i_L, $i_L(t)$, $i_L[k]$	Courant instantané ou discret de l'inductance du boost simple.
$i_L^{\max}$, $\Delta i_L^{\max}$	Courant inducteur maximal ou ondulation maximale admissible du courant inducteur.
i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}, i_{L4}	Courants instantanés des quatre inductances du boost entrelacé.
i_{Lj}, i_{Lk}	Courant instantané du bras j ou k.
$K(n)$	Gain de retour introduit par le potentiomètre numérique au pas n.
K_1, K_2	Relais de pilotage et contacteur de puissance des cartes contacteur ; selon le contexte, K_1 désigne aussi le gain du modèle externe.
K_{VIN}, K_{VOUT}	Facteurs de conversion des mesures de tension d'entrée et de sortie.
L	Inductance du convertisseur boost.
$L_{\min}^{(a)}$	Inductance minimale imposée par l'ondulation du courant d'inductance.
$L_{\min}^{(b)}$	Inductance minimale imposée par l'ondulation du courant d'entrée PEMFC.
$L_{\min}$	Inductance minimale retenue après comparaison des contraintes.
L_{std}	Valeur normalisée retenue pour l'inductance.
$\mathcal{C}$	Ensemble des quatre coins du domaine de fonctionnement (V_e, V_s).
N	Nombre de phases entrelacées ou nombre total de pas du potentiomètre numérique selon le contexte.
N_I, N_V	Tailles des fenêtres de moyennage glissant des mesures de courant et de tension.
n	Pas du potentiomètre numérique expérimental ; peut aussi désigner le nombre de spires du capteur de courant.
P	Puissance électrique considérée pour le dimensionnement.
P_{in}, P_{out}	Puissances d'entrée et de sortie du convertisseur.

Symbole	Désignation
R	Résistance de charge.
R_{nom}	Résistance de charge nominale.
R_{on}	Résistance de l'interrupteur à l'état passant.
R_p	Résistance totale du potentiomètre numérique.
R_3, R_4	Résistances du pont diviseur de mesure ou de retour de tension de sortie.
R_6, R_7	Résistances du montage à amplificateur opérationnel réalisant le gain de retour.
R_{10}, R_{19}	Résistances du pont diviseur de mesure de la tension d'entrée.
r_{in}	Taux maximal admissible d'ondulation du courant d'entrée.
r_{Vs}	Taux maximal admissible d'ondulation de la tension de sortie.
S, S_k	Interrupteur commandé du boost simple ou du bras k du convertisseur entrelacé.
T	Période de découpage dans les rappels d'entrelacement.
T_s	Période d'échantillonnage ou période de découpage selon le contexte.
T_{sw}	Période de commutation.
T_{on}, t_{on}	Durée de conduction de l'interrupteur.
t_{off}	Durée de blocage de l'interrupteur.
$u(t)$	Fonction de commutation binaire du boost simple.
$u_k(t)$	Fonction de commutation binaire du bras k.
V_A	Tension du nœud de commutation A.
V_C, V_c	Tension du condensateur de sortie ; dans le banc expérimental, V_c désigne aussi la consigne interne analogique du convertisseur commercial.
V_D	Chute de tension directe de la diode.
V_e	Tension d'entrée du convertisseur boost.
$V_{e,\mathrm{ADC}}$, $V_{e,\mathrm{V}}$	Valeur ADC moyennée et valeur physique de la tension d'entrée expérimentale.
V_L	Tension aux bornes de l'inductance.
V_{mes}	Tension de mesure maximale des capteurs de courant.
$V_{\min}$	Seuil minimal de tension d'entrée autorisé.
V_{power}	Valeur numérique ADC associée à la mesure de tension de puissance.
V_{ref}, V_{ref}	Tension de référence ou référence capteur selon le contexte.
V_{cible}, V_{mes}, V_{ref}	Notations LabVIEW de consigne cible, tension mesurée et consigne rampée.
V_s	Tension de sortie du convertisseur.
$V_{s,\mathrm{ADC}}$, $V_{s,\mathrm{V}}$	Valeur ADC moyennée et valeur physique de la tension de sortie expérimentale.
$V_s(n)$	Tension de sortie en fonction du pas du potentiomètre numérique.
$V_{s,f}$	Tension de sortie filtrée numériquement.
V_{s0}	Tension de sortie au point d'équilibre nominal.
V_{set}, V_{target}	Consigne instantanée rampée et consigne cible de tension dans le banc expérimental.
$\overline{I_{in}}$, $\overline{I_{out}}$	Courants d'entrée et de sortie moyennés.
$\overline{V_s}$	Tension de sortie moyennée.
α	Coefficient du filtre numérique du premier ordre.
η	Rendement instantané du convertisseur expérimental.

Symbole	Désignation
$\dot{V}_{\text{ramp}}$	Pente de la rampe de consigne de tension.

2. Grandeurs de la pile à combustible (PEMFC)

Symbole	Désignation
A	Surface active de la cellule PEMFC ; dans le modèle de pertes, peut aussi désigner le coefficient de Tafel.
A_{tafel}	Coefficient de Tafel utilisé dans le cahier des charges PEMFC.
B	Coefficient associé aux pertes de concentration.
E_{OC}	Tension à vide de la cellule ou du stack dans le cahier des charges.
E_{Nernst}	Tension idéale réversible de Nernst.
i_0	Courant d'échange électrochimique.
i_{fc}	Courant de la pile à combustible (PàC/PEMFC).
i_n	Courant de perte ou courant parasite.
i_{Lim}	Courant limite de diffusion de la pile.
I_{nom}	Courant nominal du stack PEMFC.
I_{MPP}	Courant au point de puissance maximale.
I_{max}, $I_{\max}$	Courant maximal admissible imposé pour protéger la pile.
J_{Lim}	Densité de courant limite.
l	Épaisseur de la membrane polymère.
n	Nombre de cellules élémentaires connectées en série dans le stack.
P_{fc}	Puissance électrique délivrée par la pile.
P_{max}	Puissance maximale de la pile.
R_c	Résistance de contact équivalente.
R_m	Résistance équivalente de la membrane.
V_{act}	Perte de tension d'activation.
V_{cell}	Tension d'une cellule élémentaire.
V_{conc}, V_{con}	Perte de tension par concentration.
V_{fc}	Tension de sortie du stack PEMFC, utilisée comme tension d'entrée du boost.
V_{ohm}	Perte de tension ohmique.
ρ_M	Résistivité de la membrane.

3. Commande PI en cascade

Symbole	Désignation
$C(s)$	Correcteur PI générique dans le domaine de Laplace.
$C_1(s)$, $C_2(s)$	Correcteurs PI de la boucle externe de tension et de la boucle interne de courant.
e_1	Erreur de tension de la boucle externe, $e_1 = V_s^* - V_s$.

Symbole	Désignation
e_2	Erreur de courant de la boucle interne, $e_2 = i_{L,\mathrm{ref}} - i_L$.
e_I	Erreur de courant de la boucle interne expérimentale.
e_V	Erreur de tension de la boucle externe expérimentale.
$G_1(s)$	Fonction de transfert simplifiée de la boucle externe tension–courant.
$G_1^{\mathrm{complet}}(s)$	Modèle linéarisé complet du second ordre de la boucle externe.
$G_2(s)$	Fonction de transfert simplifiée de la boucle interne courant–rapport cyclique.
G_m	Marge de gain de la boucle ouverte.
$i_{L,\mathrm{ref}}$	Référence de courant inducteur générée par la boucle externe ou utilisée dans les fonctions de coût.
K_i, K_p	Gains intégral et proportionnel d'un régulateur PI générique.
K_{i1}, K_{p1}	Gains intégral et proportionnel de la boucle externe de tension.
K_{i2}, K_{p2}	Gains intégral et proportionnel de la boucle interne de courant.
$K_{i,I}$, $K_{p,I}$	Gains intégral et proportionnel de la boucle de courant expérimentale.
$K_{i,V}$, $K_{p,V}$	Gains intégral et proportionnel de la boucle de tension expérimentale.
K_1	Gain statique du modèle complet de la boucle externe.
$L(jw)$	Fonction de boucle ouverte utilisée pour l'analyse fréquentielle.
Q	Facteur de qualité du modèle avec zéro à droite.
s	Variable de Laplace.
T_i	Constante de temps intégrale d'un PI générique.
T_{i1}, T_{i2}	Constantes de temps intégrales des boucles externe et interne.
$T_{s,I}$, $T_{s,V}$	Périodes d'exécution des boucles courant et tension expérimentales.
$T_{s,\mathrm{ramp}}$	Période de mise à jour de la rampe de tension expérimentale.
T_{ss}	Durée du soft-start.
N_{ss}	Nombre de pas d'échantillonnage de la phase de soft-start.
V_s^*	Référence de tension de sortie.
$V_s^*[k]$	Référence de tension appliquée pendant le soft-start.
$V_{s,\mathrm{ref}}$	Référence finale de tension de sortie.
V_{set}^*	Consigne cible envoyée à la boucle de tension expérimentale.
$\hat{d}$	Petite variation du rapport cyclique autour du point d'équilibre.
$\hat{V}_s$	Petite variation de tension de sortie autour du point d'équilibre.
w_c	Pulsation de coupure générique.
w_{c1}, w_{c2}	Pulsations de coupure des boucles externe et interne.
w_n	Pulsation naturelle du modèle linéarisé du boost.
w_π	Pulsation où la phase de la boucle ouverte atteint $-180°$.
w_z	Pulsation du zéro dans le demi-plan droit.
φ_m	Marge de phase.
σ_I, σ_V	États intégrateurs discrets des boucles courant et tension expérimentales.
τ	Variable d'intégration temporelle dans les lois PI.
τ_C	Constante de temps du condensateur, égale à RC.
τ_L	Constante de temps associée à la dynamique de l'inductance.

Symbole	Désignation
ζ	Facteur d'amortissement du modèle du second ordre.

4. Commande MPC

Symbole	Désignation
d^*	Rapport cyclique optimal choisi par l'optimiseur MPC.
$\hat{d}$	Centre de l'intervalle de raffinement dans la recherche sur grille.
$f(\mathbf{x}, d)$	Membre droit du modèle moyen utilisé dans l'intégrateur RK4.
$i_{L,\mathrm{ref/bras}}$	Référence de courant par bras pour le boost entrelacé à 4 phases.
$i_L[k+s\|k]$	Courant inducteur prédit à l'instant futur $k+s$ depuis l'instant k.
$i_{Lj}[k+s\|k]$	Courant prédit du bras j à l'instant futur $k+s$.
$J(d)$	Fonction de coût évaluée pour un rapport cyclique candidat.
$J(t)$	Évolution temporelle de la fonction de coût.
J_{BS}, J_{4Ph}	Planchers de coût obtenus pour le boost simple et le boost entrelacé à 4 phases.
j	Indice de bras du convertisseur entrelacé.
k	Indice discret de l'instant courant.
$\mathbf{k}_1$, $\mathbf{k}_2$, $\mathbf{k}_3$, $\mathbf{k}_4$	Pentes intermédiaires de l'intégrateur Runge–Kutta d'ordre 4.
N_c	Horizon de contrôle.
N_p	Horizon de prédiction.
N_p^*	Horizon de prédiction retenu après optimisation.
n_1, n_2	Nombres de points des deux passes de recherche sur grille.
Q_{iL}	Poids de pénalisation de l'erreur de courant dans la fonction de coût.
Q_v	Poids de pénalisation de l'erreur de tension de sortie.
R_w	Poids de lissage de la commande.
s	Indice de prédiction à l'intérieur de l'horizon MPC.
$V_c[k+s\|k]$	Tension condensateur prédite pour le modèle entrelacé.
$V_s[k+s\|k]$	Tension de sortie prédite pour le boost simple.
w_s	Pondération temporelle du pas s dans la fonction de coût.
w_0	Pondération du premier pas de prédiction.
w_{N_p-1}	Pondération du dernier pas de l'horizon.
$\mathbf{x}(t)$, $\mathbf{x}[k]$	Vecteur d'état continu ou discret du modèle prédictif.
$\mathbb{R}^5$	Espace du vecteur d'état du boost entrelacé à cinq états.

5. Indicateurs de performance

Symbole	Désignation
e_{ss}	Erreur statique en régime permanent.
OS	Dépassement maximal en réponse transitoire.

Symbole	Désignation
score	Score composite utilisé pour comparer les horizons MPC.
t	Temps continu de simulation ou d'expérimentation.
t_1, t_2, t_3	Instants d'application des échelons de charge.
t_s	Temps de réponse ou temps d'établissement.
$t_{95\%}$	Temps nécessaire pour atteindre 95 % de la valeur finale.
$V_{s,\max}$	Valeur maximale atteinte par la tension de sortie.
$V_{s,\min}$	Valeur minimale atteinte par la tension de sortie lors d'un creux.
$\Delta i_L/I_{L0}$	Ondulation relative du courant inducteur.
$\Delta i_{fc}/i_{fc}$	Ondulation relative du courant PEMFC.
$\Delta V_s/V_{ref}$	Ondulation relative de la tension de sortie.
η	Rendement électrique instantané ou global.

6. Grandeurs thermodynamiques

Symbole	Désignation
ΔG	Variation d'énergie libre de Gibbs, travail électrique utile théorique.
ΔH	Variation d'enthalpie ou énergie chimique des réactifs.
E_0	Tension standard de cellule dans l'équation de Nernst.
E_{Nernst}	Potentiel réversible donné par l'équation de Nernst.
F	Constante de Faraday.
P_{H_2}	Pression partielle d'hydrogène.
P_{O_2}	Pression partielle d'oxygène.
R	Constante universelle des gaz parfaits dans l'équation de Nernst ; ailleurs, résistance de charge.
T	Température absolue de fonctionnement.
V_{thermo}	Tension thermodynamique de référence de la cellule.
α	Coefficient de transfert de charge.
η_{th}	Rendement thermodynamique théorique.
η_v	Rendement indicatif en tension de la pile.
H_2	Dihydrogène consommé à l'anode.
O_2	Dioxygène consommé à la cathode.
H^+	Proton traversant la membrane PEM.
e^-	Électron libéré à l'anode et transféré par le circuit extérieur.
H_2O	Eau produite par la réaction globale de la pile.
OH^-	Ion hydroxyde cité pour les piles alcalines.
CO_3^{2-}	Ion carbonate cité pour les piles à carbonates fondus.
O^{2-}	Ion oxyde cité pour les piles à oxyde solide.
KOH	Potasse, électrolyte utilisé dans certaines piles alcalines.

Introduction générale

Contexte énergétique

Le monde est confronté à une double crise sans précédent : l'épuisement progressif des ressources énergétiques fossiles et la dégradation accélérée de l'environnement mondial. Le pétrole, le gaz naturel et le charbon, qui ont longtemps constitué les piliers de l'économie industrielle mondiale, se raréfient inexorablement, tandis que leur combustion engendre des émissions massives de gaz à effet de serre, responsables du réchauffement climatique et de ses conséquences catastrophiques sur les écosystèmes et les sociétés humaines. Ces problématiques interconnectées imposent une rupture profonde avec les modèles énergétiques traditionnels et appellent à une transition vers des solutions à la fois propres, durables et économiquement viables [3, 4].

Dans ce contexte de transition énergétique mondiale, l'hydrogène s'impose progressivement comme un vecteur énergétique d'avenir aux propriétés remarquables. Lorsqu'il est synthétisé par électrolyse de l'eau en utilisant l'électricité issue des énergies renouvelables, il constitue un carburant propre dont la combustion ou la conversion électrochimique ne génère que de la vapeur d'eau, garantissant ainsi un cycle énergétique entièrement vert et sans empreinte carbone [5].

Parmi les technologies permettant de valoriser l'hydrogène, la pile à combustible se distingue par sa capacité à convertir directement l'énergie chimique en énergie électrique avec un rendement élevé et un faible impact environnemental. En utilisant l'hydrogène comme combustible et l'oxygène comme comburant, elle produit de l'électricité, de l'eau et de la chaleur, sans combustion directe.

Cependant, malgré ses avantages, la pile à combustible présente plusieurs contraintes électriques qui compliquent son exploitation directe, ce qui rend nécessaire l'utilisation d'une interface électronique de puissance adaptée. Dans ce contexte, le convertisseur statique DC-DC joue un rôle essentiel, puisqu'il permet d'assurer l'élévation et la régulation de la tension, tout en limitant les contraintes imposées à la source et en garantissant une interaction conforme à ses exigences de fonctionnement.

Ainsi, l'association entre pile à combustible et convertisseur DC-DC constitue un élément central dans la conception de systèmes énergétiques performants. Toutefois, les exigences imposées à cette interface ne se limitent plus aujourd'hui à la simple adaptation du niveau de tension. En effet, les travaux de recherche actuels s'orientent vers le développement de structures de conversion plus avancées, capables d'offrir un gain en tension élevé, une meilleure répartition des contraintes électriques ainsi qu'une réduction significative des ondulations de courant et de tension.

C'est dans cette perspective que s'inscrit le présent mémoire. Il porte sur l'étude d'un convertisseur Boost entrelacé à quatre phases destiné aux applications à pile à combustible.

Objectif du travail

C'est dans cette perspective que s'inscrit le présent mémoire, qui porte sur l'étude d'un convertisseur Boost entrelacé à quatre phases destiné aux applications à pile à combustible. L'objectif de ce travail est d'évaluer les performances de cette structure associée à différentes stratégies de commande, notamment la commande PI en cascade et la commande prédictive par modèle (MPC), afin de répondre aux exigences de régulation, de réduction des ondulations et d'amélioration des performances dynamiques du système.

L'intérêt de cette recherche est à la fois scientifique et applicatif. Sur le plan scientifique, elle s'inscrit dans les travaux consacrés aux convertisseurs à hautes performances pour sources basse tension. Sur le plan pratique, elle vise à proposer une interface de conversion mieux adaptée aux contraintes de la pile à combustible.

Au-delà de l'étude théorique et de la validation par simulation, ce travail comprend également une phase de validation expérimentale. Une plateforme pratique basée sur un convertisseur Boost commercial piloté par une carte de commande a été développée afin de vérifier la faisabilité de la stratégie de commande proposée et de confronter les résultats obtenus en simulation aux contraintes réelles de mise en œuvre.

La problématique de cette étude peut être formulée comme suit : Comment concevoir une interface de conversion d'énergie permettant d'exploiter efficacement une pile à combustible PEMFC, malgré sa faible tension, sa dynamique lente et sa sensibilité aux ondulations de courant, tout en garantissant une tension de sortie stable et de bonnes performances dynamiques sous différentes conditions de fonctionnement ?

Organisation du mémoire

À partir de cette problématique, les hypothèses retenues sont que cette structure permet d'améliorer les performances du système de conversion, de réduire les ondulations grâce à l'entrelacement des phases, et qu'une stratégie de commande adaptée peut améliorer davantage la qualité de régulation et le comportement dynamique du système.

Pour vérifier ces hypothèses, la démarche adoptée repose d'abord sur une étude bibliographique portant sur la pile à combustible et les convertisseurs DC-DC adaptés. Ensuite, une analyse de la structure retenue et de son fonctionnement est menée, suivie par sa modélisation, le dimensionnement des composants passifs, l'élaboration des stratégies de commande et leur validation par simulation.

Ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

Le **premier chapitre** présente les principes généraux de fonctionnement, les applications ainsi que les contraintes liées à la pile à combustible. Il introduit également le modèle statique retenu pour représenter son comportement électrique, et passe en revue les principales topologies de convertisseurs DC-DC élévateurs utilisées dans les applications à pile à combustible, avec un accent particulier sur les structures multiphasées entrelacées.

Le **deuxième chapitre** est consacré à la modélisation du convertisseur Boost entrelacé à quatre phases. Il établit les équations d'état du système, présente le modèle moyen utilisé pour la simulation, et expose l'étude en boucle ouverte ainsi que le dimensionnement des composants passifs.

Le **troisième chapitre** présente la synthèse des stratégies de commande étudiées : la commande PI en cascade et la commande prédictive par modèle (MPC). Pour chaque stratégie, les principes théoriques, le calcul des paramètres et les résultats de simulation sont détaillés et comparés dans plusieurs conditions de fonctionnement.

Le **quatrième chapitre** est consacré à la validation expérimentale et à la mise en œuvre pratique de la commande sur un convertisseur Boost commercial. Il présente l'architecture matérielle développée, la plateforme de test, ainsi que les principaux résultats expérimentaux obtenus et leur confrontation aux résultats de simulation.

Chapitre 1

Étude de la pile à combustible et des convertisseurs DC-DC associés

1.1 Introduction générale

Ce chapitre est consacré à l'étude de la pile à combustible, qui constitue la source d'énergie retenue dans ce travail, ainsi qu'à son interface de conversion de puissance. Il présente dans un premier temps le principe de fonctionnement de la pile à combustible, ses principales caractéristiques électriques et les phénomènes physiques qui influencent son comportement. Une attention particulière est portée aux contraintes liées à son intégration dans un système de conversion, notamment sa faible tension de sortie, sa dynamique lente et sa sensibilité aux variations de courant [1, 6].

Dans ce cadre, le modèle statique de la pile est introduit afin de représenter son comportement électrique en fonction des conditions de fonctionnement et de fournir une base adaptée à l'étude du système global.

Par ailleurs, face à la diversité des topologies de convertisseurs DC-DC disponibles dans la littérature, le choix d'une structure adaptée aux contraintes des applications à pile à combustible constitue une étape essentielle dans la conception de l'architecture énergétique. Ce chapitre présente ainsi les principales topologies de convertisseurs DC-DC élévateurs utilisées avec les piles à combustible.

Après un rappel du principe de fonctionnement et des limites du convertisseur Boost classique, le concept d'entrelacement multiphasé est introduit, ainsi que ses principaux avantages en termes de réduction des ondulations de courant, de répartition des contraintes et d'amélioration des performances globales du système [7, 8].

1.2 Contexte et intérêt des piles à combustible

1.2.1 Définition des piles à combustible

Une pile à combustible (PàC) est un générateur électrochimique qui assure la conversion directe de l'énergie chimique d'un combustible, généralement l'hydrogène, et d'un comburant en énergie électrique, avec production de chaleur et d'eau. Cette conversion repose sur des réactions d'oxydoréduction se produisant aux électrodes.

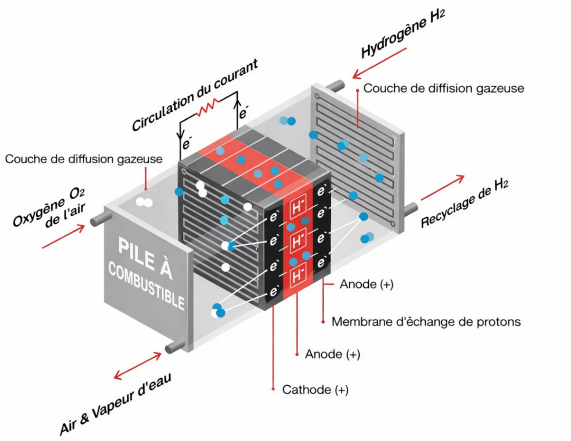


FIGURE 1.1 – Schéma d'une Pile à Combustible

Le principe des piles à combustible remonte au XIX^{e} siècle, avec les premiers travaux de Grove en 1839[9], mais leur développement s'est accéléré ces dernières décennies dans le contexte de la transition énergétique et de l'utilisation de l'hydrogène comme vecteur énergétique. Elle est constituée principalement de deux électrodes, une anode et une cathode, séparées par un électrolyte. Contrairement aux systèmes électrochimiques de stockage, elle ne nécessite pas de recharge et peut fonctionner de manière continue tant que les réactifs sont fournis. Par ailleurs, cette conversion directe, sans recours à un cycle thermique, permet d'atteindre des rendements potentiellement élevés tout en limitant les émissions polluantes.

1.2.2 Historique et jalons technologiques

Le principe de la pile à combustible fut découvert au début du XIXème siècle par Christian Schönbein (1839) mais c'est Sir William Grove qui fut le premier à la faire fonctionner en 1889. Il s'agissait d'une pile Hydrogène/Oxygène fonctionnant à basse température, les électrodes platinées baignant dans un électrolyte à base d'acide sulfurique.

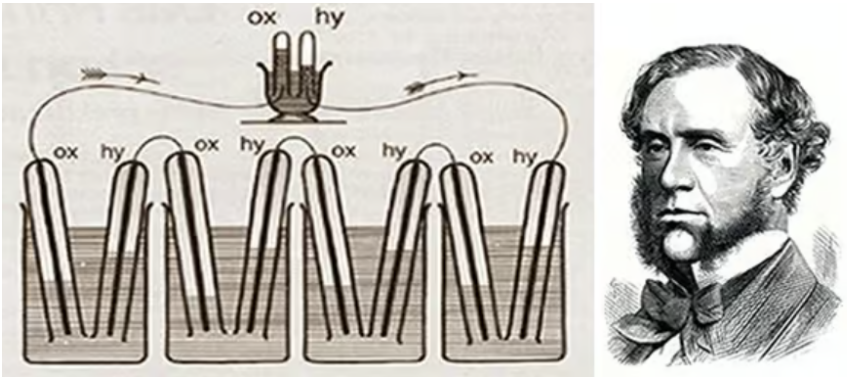


FIGURE 1.2 – La première pile à combustible développée par William Grove

À la fin du XIX^{e} siècle, W. Jacques réalise en 1895 une pile à combustible de 1,5 kW, envisagée pour des applications domestiques et les véhicules électriques, mais rapidement abandonnée au profit des technologies classiques. Malgré cela, des recherches continuent avec Mond et Langer (1889), qui introduisent des catalyseurs comme le platine, puis Emil Baur (1921), qui met en évidence le rôle de la cinétique et développe des piles à haute température.

Au début du XX^{e} siècle, de nouveaux électrolytes apparaissent (carbonates fondus, oxydes solides, acide phosphorique), posant les bases des piles modernes. Dans les années 1930, Francis T. Bacon relance ces travaux, mais leur développement reste limité jusqu'aux années 1960.

Développement des piles depuis les années 60

Le développement des piles à combustible a connu un essor important à partir des années 1960, notamment grâce à leur forte densité énergétique en environnement confiné. Elles ont été intégrées dans les programmes spatiaux de la NASA, avec le projet GEMINI en 1963 utilisant une PEMFC de General Electric, puis le programme APOLLO en 1968 utilisant une AFC développée par Pratt and Whitney.

À partir des années 1970, les recherches se sont intensifiées, principalement pour des applications dans les transports et la production d'énergie. Cependant, les coûts élevés et les performances encore limitées ont freiné leur déploiement industriel. Le choc pétrolier de 1973 a marqué un tournant majeur en renforçant les efforts de recherche sur l'indépendance énergétique dans plusieurs pays industrialisés.

Dans ce contexte, les travaux ont porté sur l'amélioration des composants des piles (membranes, électrodes, électrolytes) et sur les systèmes associés. En 1970, DuPont développe la membrane Nafion®, qui devient un élément clé des PEMFC. Toutefois, ces systèmes restent contraints par la nécessité d'utiliser de l'hydrogène et de l'oxygène purs.

Par la suite, des recherches ont été orientées vers le développement de l'infrastructure hydrogène et les techniques de reformage de combustibles (méthanol, gaz naturel). Dans le domaine stationnaire, des installations de forte puissance ont été réalisées, atteignant environ 1 MW en 1977 à New York et 4,5 MW en 1983.

Intérêt des piles à combustible dans les systèmes énergétiques actuels

Aujourd'hui, les piles à combustible sont considérées comme une technologie prometteuse pour la transition énergétique et sont étudiées comme alternative aux sources conventionnelles telles que les moteurs thermiques et les turbines à gaz en cogénération.

Cependant, leur déploiement à grande échelle reste conditionné par la réduction des coûts de fabrication et l'amélioration de la durée de vie. Pour les applications stationnaires, le seuil de compétitivité économique est généralement estimé autour de 1000 €/kW [1].

Les piles à combustible sont utilisées dans divers domaines, notamment le transport, la production d'énergie stationnaire et les systèmes hybrides multi-sources [10]. Leur intégration dans les architectures énergétiques basées sur l'hydrogène les rend particulièrement adaptées aux objectifs actuels de transition énergétique.

Enfin, bien que les piles à combustible soient souvent présentées comme ayant un rendement supérieur aux systèmes thermiques en raison de l'absence de limitation directe par le cycle de Carnot, cet avantage doit être nuancé, notamment à haute température où certains phénomènes peuvent réduire leurs performances réelles.

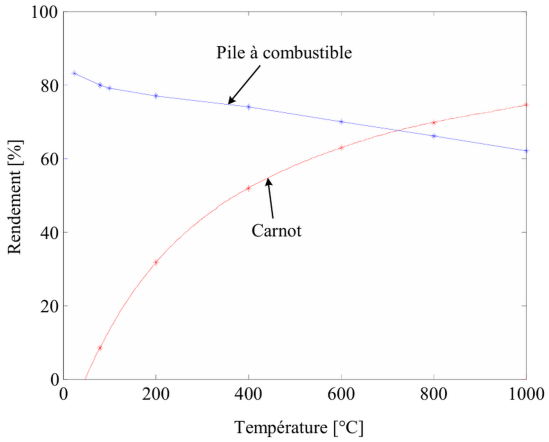


FIGURE 1.3 – Comparaison des rendements d'une pile à combustible et d'un moteur thermique [1]

1.2.3 Différentes technologies de piles à combustible

Les piles à combustible peuvent être classées selon plusieurs critères, notamment la nature de l'électrolyte utilisé et leur température de fonctionnement. Sur cette base, on distingue généralement deux grandes catégories : les piles à basse température et les piles à haute température. Les piles à basse température regroupent principalement :

- Les piles alcalines (AFC).
- Les piles à membrane échangeuse de protons (PEMFC).
- Les piles à méthanol direct (DMFC).
- Les piles à acide phosphorique (PAFC).

À l'inverse, les piles à haute température telles que :

- Les piles à carbonates fondus (MCFC).
- Les piles à oxyde solide (SOFC) fonctionnent typiquement dans une plage de température comprise entre 600 et 1000 °C.

Une comparaison détaillée des PàC est illustrée dans le tableau 1-1.

Type des piles	PEMFC	DMFC	PAFC	AFC	MCFC	SOFC
	Basse température				Haute température	
Température de fonctionnement	70–100 °C	70–90 °C	150–220 °C	50–250 °C	600–800 °C	700–1050 °C
Électrolyte	Membrane en polymère solide	Membrane en polymère solide	Acide phosphorique liquide	Potasse (KOH) liquide	Sel de carbonate fondu liquide	Céramique solide
Ions des électrolytes	H^+	H^+	H^+	OH^-	CO_3^{2-}	O^{2-}
Combustibles	Hydrogène	Méthanol	Hydrogène, gaz naturel (reformage)	Hydrogène	Hydrogène, gaz naturel, méthanol	Hydrogène, gaz naturel, méthanol
Oxydant	Air	Air	Air	O_2 (pur)	Air	Air
Domaines d'applications	Transport, Portable, Stationnaire	Portable	Stationnaire	Transport spatial	Stationnaire	Stationnaire

TABLE 1.1 – Différentes technologies de piles à combustibles

Ces différentes technologies présentent des caractéristiques variées en termes de performances et de contraintes d'exploitation, ce qui conditionne leur domaine d'utilisation. De manière générale, les piles à basse température sont davantage adaptées aux applications mobiles, tandis que les piles à haute température sont principalement utilisées dans les systèmes stationnaires, notamment en cogénération. Les domaines d'application sont liés à des types de PàC et à des niveaux de puissance spécifiques dans la Figure 1-3

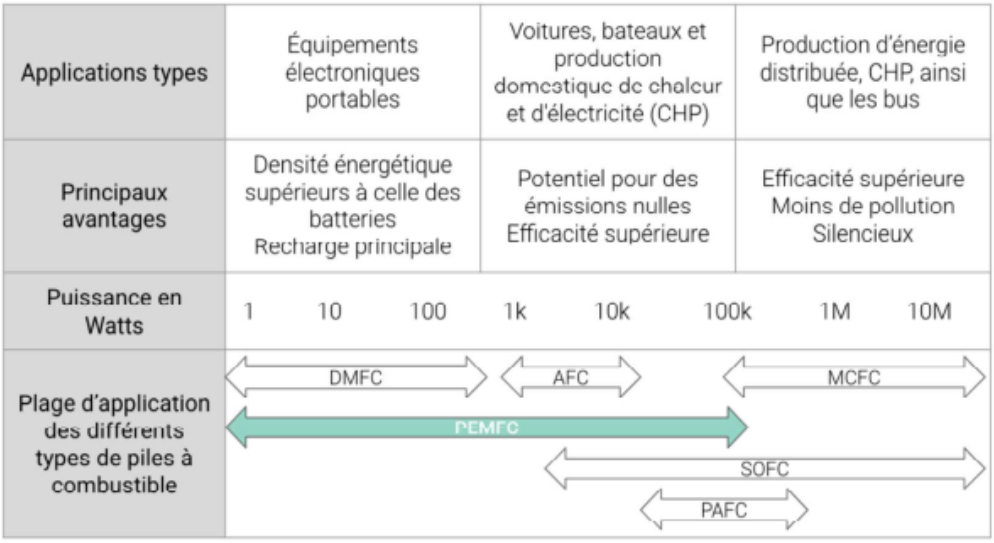


FIGURE 1.4 – Technologies des PàCs et domaines d'application [2].

Au regard des différentes technologies présentées dans le tableau 1.1 ,la pile à membrane échangeuse de protons (PEMFC) est retenue dans le cadre de ce travail pour plusieurs raisons. Premièrement, sa température de fonctionnement relativement basse (70–100 °C) permet un démarrage rapide et simplifie la gestion thermique du système. Deuxièmement, l'utilisation d'une membrane polymère solide comme électrolyte éli-

mine les risques liés aux électrolytes liquides corrosifs, améliorant ainsi la sécurité et la durabilité de la pile. Troisièmement, la PEMFC présente une densité de puissance élevée et une bonne compacité, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications de transport et aux systèmes embarqués. Enfin, c'est la technologie la plus étudiée dans la littérature scientifique et la mieux documentée en termes de modélisation, ce qui facilite le développement du modèle statique retenu dans ce travail.

1.3 Principe de fonctionnement et structure d'une PEMFC

1.3.1 Eléments structuraux d'une cellule élémentaire

Chaque cellule est constituée de 5 éléments distincts comme représenté dans la Figure 1.5 :

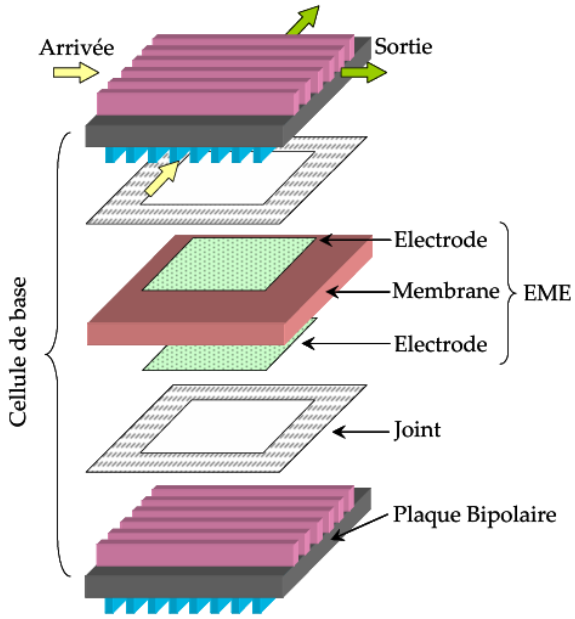


FIGURE 1.5 – Empilement type d'une cellule de pile

— **Les électrodes (anode et cathode)**

Les électrodes sont constituées de plusieurs couches déposées sur un support en graphite, avec un catalyseur à base de platine (pur ou allié à des métaux de transition). Elles se composent essentiellement de deux zones :

La couche de diffusion : elle assure une distribution homogène des gaz réactifs hydratés vers la zone active, tout en évitant les accumulations locales pouvant provoquer des points chauds ou le noyage de l'électrode.

La couche active : elle permet le transport des protons, des électrons et la diffusion des espèces chimiques. Les réactions se déroulent au niveau du point de triple contact (gaz–électrolyte–catalyseur), où a lieu la réaction électrochimique. La réaction s'opére alors au niveau de la surface du catalyseur et de l'electrolyte au point dit de Triple Contact ici representé en jaune dans la Figure 1.6 :

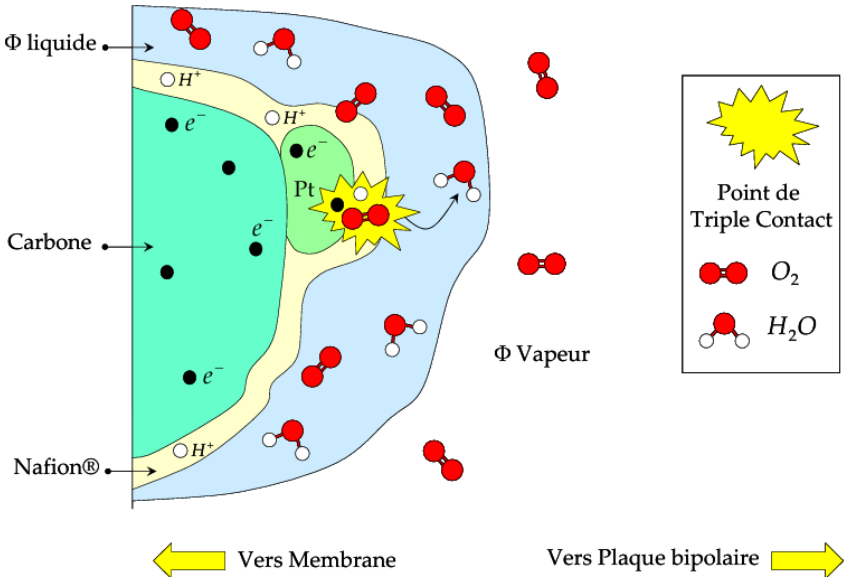


FIGURE 1.6 – Représentation schématique du Point de Triple Contact au niveau de la cathode

Ainsi, les électrodes assurent trois fonctions principales :

- Supporter le catalyseur et permettre le contact avec les gaz ;
- Assurer le transport des protons entre anode et cathode ;
- Collecter et redistribuer les électrons dans le circuit externe.

— **La membrane électrolytique** La pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) est constituée de deux électrodes séparées par une membrane polymère conductrice de protons, formant un assemblage membrane-électrode (AME).

Elle convertit l'énergie chimique en énergie électrique, avec production d'eau et de chaleur.

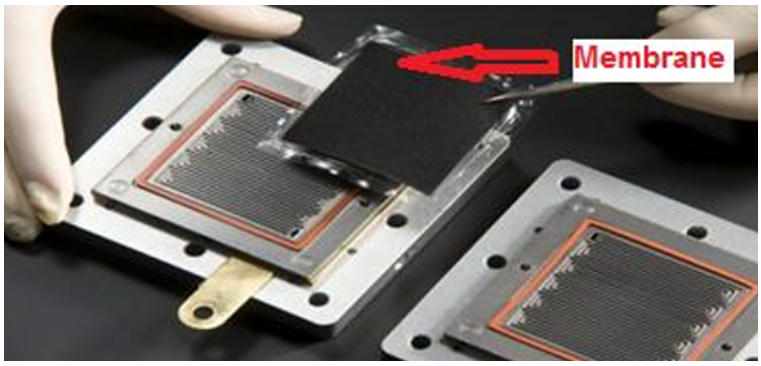


FIGURE 1.7 – Montage d'une membrane entre plaques bipolaires.

La gestion de l'eau est donc un paramètre critique pour les performances de la pile.

— **Les plaques bipolaires**

Les plaques bipolaires séparent les cellules élémentaires et assurent la cohésion mécanique du stack. Elles permettent également la conduction électrique, la distribution des gaz et l'évacuation de la chaleur.

Elles doivent être imperméables aux gaz, conductrices, résistantes mécaniquement et chimiquement, et faciles à fabriquer. Elles sont généralement réalisées en graphite ou en métal avec des canaux de distribution gravés.



FIGURE 1.8 – Une plaque bipolaire

Leurs principales exigences sont :

- **Conductivité électrique :** transport des électrons vers le circuit externe ;
- **Conductivité thermique :** évacuation de la chaleur ;
- **Résistance mécanique :** tenue à la compression du stack ;
- **Résistance à la corrosion :** stabilité en milieu humide et acide ;
- **Imperméabilité aux gaz :** éviter les fuites de réactifs ;
- **Facilité d'usinage :** fabrication rapide et économique.

1.3.2 Principe de fonctionnement électrochimique

La pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) est constituée de deux électrodes séparées par une membrane polymère conductrice de protons, formant un assemblage membrane-électrode (AME).

Elle convertit l'énergie chimique en énergie électrique, avec production d'eau et de chaleur.

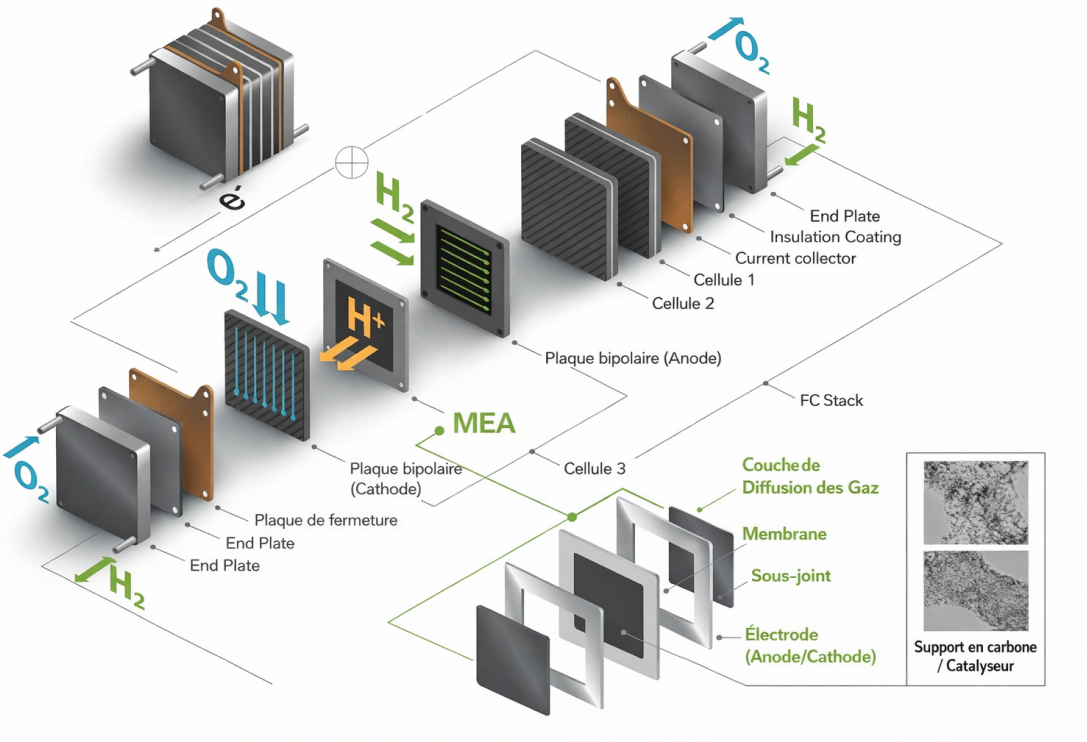


FIGURE 1.9 – Schéma de fonctionnement et des composants d'une pile à combustible.

La PEMFC est alimentée en dihydrogène à l'anode, où il est oxydé en protons grâce à un catalyseur, avec libération d'électrons selon la réaction d'oxydation suivante :

$$\mathrm{H_2} \rightarrow 2\mathrm{H^+} + 2\mathrm{e^-} \tag{1.1}$$

Du côté de la cathode, elle est approvisionnée en oxygène (ou en air) qui est catalytiquement réduit en eau. L'oxygène se combine avec les protons et les électrons, ces derniers étant acheminés par le circuit extérieur de l'anode à la cathode.

La réaction de réduction est la suivante :

$$\frac{1}{2}\mathrm{O_2} + 2\mathrm{H^+} + 2e^- \rightarrow \mathrm{H_2O} \tag{1.2}$$

La réaction globale d'oxydo-réduction permettant la production de courant électrique ainsi que la formation d'eau est :

$$H_2 + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O + \text{électricité} + \text{chaleur}$$

1.3.3 Avantages et inconvénients de la PEMFC

Les avantages et les inconvénients des piles à combustible dépendent naturellement du type de pile considéré ainsi que de l'application envisagée. Dans cette étude, l'intérêt est porté principalement sur la pile à membrane échangeuse de protons (PEMFC), bien que certaines qualités et limites puissent également être observées sur d'autres technologies.

Avantages des piles à combustible de type PEM

Les principaux avantages des piles à combustible PEM sont les suivants :

— **Un rendement de conversion élevé :** grâce à la conversion directe de l'énergie chimique en énergie électrique, les pertes liées à la combustion du combustible, puis à la transformation de la chaleur en énergie mécanique et enfin en énergie électrique, sont fortement réduites.

Rendement théorique

Les rappels de thermodynamique permettent de définir le rendement théorique de la pile à combustible. Si ΔG représente le travail électrique utile pouvant être obtenu à la sortie d'une PàC, et ΔH l'énergie chimique des réactifs, alors le rendement théorique η_{th} est donné par [11]. :

$$\eta_{th} = \frac{\Delta G}{\Delta H} \tag{1.3}$$

— **Un générateur propre :** lorsqu'elles sont alimentées en hydrogène pur, les piles PEM n'émettent pratiquement aucun gaz polluant au niveau du cœur de pile, le principal sous-produit étant l'eau.

— **Un système modulable :** La pile à combustible présente une grande flexibilité grâce à sa structure modulaire, permettant d'augmenter ou de réduire la puissance par association de cellules en série ou en parallèle, tout en maintenant de bonnes performances globales. Cette modularité permet de dépasser les limitations des systèmes à simple stack (SFCS), dont la puissance reste généralement inférieure à 100 kW.

Pour les applications nécessitant des puissances plus élevées, une architecture multi-stacks (MFCS) peut être utilisée, dans laquelle plusieurs stacks de faible puissance sont associés afin d'obtenir une puissance globale plus importante. Cette configuration repose sur l'intégration coordonnée de sous-systèmes électriques, fluidiques et thermiques.

Cette approche présente plusieurs avantages :

- augmentation de la puissance sans conception d'un unique grand stack,
- amélioration de la flexibilité et de l'adaptabilité du système,
- meilleure répartition des contraintes et amélioration de la durée de vie,
- optimisation de l'efficacité globale,
- élargissement des applications vers les systèmes à forte puissance tels que le transport lourd, le ferroviaire et les applications stationnaires [12].

— **Un fonctionnement silencieux :** en l'absence de pièces mécaniques mobiles dans le cœur de pile, le niveau sonore reste faible, ce qui favorise leur intégration dans les zones urbaines ou résidentielles.

Inconvénients des piles à combustible de type PEM

Malgré leurs nombreux atouts, les piles PEM présentent également certaines limitations :

— **Fonctionnement à basse température :** la membrane polymère impose des températures de fonctionnement relativement faibles, ce qui nécessite généralement l'emploi de catalyseurs à base de platine et l'utilisation d'un hydrogène de haute pureté.

— **Coût de fabrication élevé :** bien que la structure du cœur de pile soit relativement simple, les matériaux utilisés (membrane, catalyseurs, plaques bipolaires) restent coûteux, ce qui limite encore la compétitivité économique de cette technologie [13].

Éléments / Matériau	**Prix / kW**
EME (0,6 m^2/kW)	**3840 €/kW**
Électrodes	3200 €/kW
Membrane	540 €/kW
Catalyseur platiné (6 g/kW)	100 €/kW
Plaques bipolaires gravées	3000 €/kW
Éléments structuraux	90 €/kW
Total Stack	**7000 €/kW**

TABLE 1.2 – Répartition des coûts de réalisation d'une PEMFC (**Référence**)

Ce tableau présente une estimation des coûts des principaux composants d'une pile à combustible de type PEMFC, exprimés en €/kW, selon la source Réseau PACO (***date de préférence nouvelle***). On remarque que les éléments les plus coûteux sont les électrodes, la membrane et les plaques bipolaires, ce qui montre que ces parties jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement de la pile. Le coût total du stack reste élevé (7000 €/kW), ce qui constitue l'un des principaux inconvénients des piles PEMFC. Ce coût important limite leur utilisation à grande échelle malgré leurs bonnes performances énergétiques.

— **Durée de vie limitée :** les performances de la pile peuvent se dégrader avec le temps, notamment lorsque le courant demandé subit des fluctuations importantes.

— **Contraintes de stockage de l'hydrogène :** l'approvisionnement en hydrogène nécessite des solutions de stockage ou de production adaptées, souvent complexes et onéreuses.Les différentes méthodes de production de l'hydrogène peuvent être classées comme suit [11] :

Compression (forme gazeuse) : La plus utilisée et bien maîtrisée. Elle est la moins coûteuse, mais la pression reste insuffisante pour stocker de grands volumes. Elle présente un risque d'explosion proportionnel à la pression et un coût de compression élevé.

Liquéfaction (forme liquide) : Bien maîtrisée et permet de stocker de plus grands volumes. Cependant, elle présente des contraintes mécaniques importantes ainsi qu'un risque de fuite.

Adsorption (forme solide) : Plus sécurisante et avec une capacité de stockage modulable. Elle fonctionne à des conditions proches de l'état standard (température et pression). Toutefois, cette méthode est encore en développement, complexe, coûteuse, lourde et nécessite une gestion des flux de chaleur.

1.4 Performances électriques de la PEMFC

1.4.1 Courbe de polarisation de la PEMFC

La courbe de polarisation représente le comportement électrique fondamental de la pile à combustible. Elle relie la tension de sortie au courant débité et permet d'illustrer les pertes internes du système. Elle montre que la tension diminue lorsque le courant augmente, ce qui traduit le caractère non idéal de la PEMFC.

Elle permet d'obtenir les informations suivantes :

— le comportement réel de la source électrochimique,

— la dégradation de la tension en fonction de la charge,

— les différentes zones de fonctionnement de la pile,

— l'identification des conditions optimales d'utilisation.

1.4.2 Analyse des pertes internes

Les pertes internes représentent l'ensemble des phénomènes responsables de la chute de tension par rapport à la valeur idéale. Elles sont directement liées aux phénomènes électrochimiques et physiques au sein de la pile.

On distingue principalement trois types de pertes :

— **Pertes d'activation** : liées au démarrage des réactions électrochimiques, dominantes à faible courant et dépendantes de la cinétique des électrodes.

— **Pertes ohmiques** : dues aux résistances internes de la pile (membrane, électrodes et contacts), et augmentant avec le courant.

— **Pertes de concentration** : liées aux limitations de transport des réactifs, apparaissant à fort courant lorsque les gaz ne sont plus suffisants aux électrodes.

Ces pertes expliquent le comportement non linéaire de la pile et sa limitation en tension.

1.4.3 Courbe de puissance de la PEMFC

La courbe de puissance représente l'évolution de la puissance électrique en fonction du courant. Elle permet de visualiser la capacité réelle de production énergétique de la pile.

Elle présente une forme en cloche caractéristique et met en évidence :

— une puissance faible à faible courant,

— une augmentation progressive jusqu'à un maximum,

— une diminution à fort courant à cause des pertes importantes.

Le point de puissance maximale (MPP) représente le point de fonctionnement optimal de la pile et constitue une référence importante pour la commande du système.

1.4.4 Rendements électriques de la PEMFC

Le rendement électrique d'une PEMFC exprime la capacité de conversion de l'énergie chimique en énergie électrique. Il permet d'évaluer directement l'efficacité globale du système.

On distingue principalement :

— le rendement global du stack, qui représente l'efficacité totale du système,

— le rendement de tension, qui traduit les pertes liées à la chute de tension,

— le rendement de courant, qui reflète l'efficacité de conversion électrochimique.

Ces indicateurs permettent d'évaluer rapidement la performance énergétique de la pile.

1.4.5 Implications sur le choix de l'interface DC/DC

La pile à combustible impose plusieurs contraintes importantes sur l'interface de conversion. Elle délivre une tension faible et variable, ce qui nécessite un convertisseur élévateur performant.

Les principales contraintes sont :

— nécessité d'augmentation de la tension,

— présence de courants élevés,

— sensibilité aux ondulations de courant,

— fonctionnement non linéaire de la source,

— dynamique relativement lente de la pile.

Le convertisseur DC/DC doit donc assurer un fonctionnement stable, efficace et adapté à ces contraintes afin de garantir les performances globales du système.

1.5 Rôle et classification des convertisseurs DC/DC

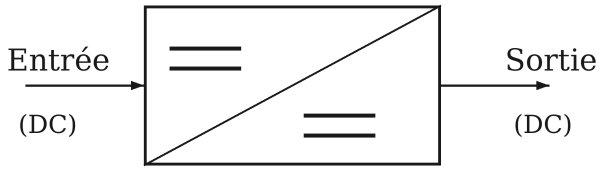


FIGURE 1.10 – Schéma représentatif d'un convertisseur DC-DC

Le hacheur est un convertisseur statique qui permet d'obtenir une tension et un courant continus variables à partir d'une source de tension continue. La sortie de ce convertisseur est ajustée par l'intermédiaire de sa tension moyenne.Il joue un rôle essentiel dans les systèmes à PàC, où il permet d'adapter et de réguler la tension fournie afin d'assurer une alimentation stable et efficace des charges.

L'élément principal de la conversion est un interrupteur statique, qui permet de gérer la valeur moyenne de la tension et du courant en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les différents éléments du circuit. Ces commutateurs sont basés sur des semi-conducteurs, qui selon leurs types, modifient leurs performances, lors de leur fermeture et ouverture ainsi qu'en régime de conduction. Le plus courant est le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), qui désormais s'imposer sur les transistors à effet de champ (MOSFET) et les transistors contrôlables (GTO), le commutateur IGBT représente une nouvelle alternative au précédent transistor bipolaire (BJT), anciennement utilisé [14]. Selon la configuration du commutateur et du type de hacheur utilisé, plusieurs structures de convertisseurs de tension peuvent être réalisées :

Classification des topologies

Les convertisseurs DC/DC se classent selon deux critères principaux : d'une part la présence ou non d'une isolation galvanique, et d'autre part le sens de la conversion en tension.

Les topologies non isolées partagent une référence commune entre entrée et sortie. Elles présentent l'avantage d'une structure simple, d'un rendement élevé et d'un coût réduit, ce qui en fait les candidates naturelles pour les applications embarquées de faible et moyenne puissance. On distingue classiquement :

— Le convertisseur abaisseur (Buck), dont la tension de sortie est inférieure à l'entrée.

— Le convertisseur élévateur (Boost), dont la tension de sortie est supérieure.

— Le convertisseur abaisseur-élévateur (Buck-Boost) qui peut opérer dans les deux sens avec toutefois une inversion de polarité [7].

Les topologies isolées — Flyback, Forward, Push-Pull, pont complet — intègrent un transformateur haute fréquence qui assure l'isolation et permet d'atteindre des gains en tension très élevés indépendamment du rapport cyclique. En contrepartie, leur complexité de conception et leur coût sont sensiblement plus élevés. Elles sont réservées aux applications de forte puissance ou aux contraintes de sécurité strictes [7].

Le tableau 1.3 propose une comparaison synthétique de ces familles au regard des exigences caractéristiques d'une application PàC.

Au regard de ce tableau, une pile à combustible PEMFC, qui délivre une tension continue relativement faible devant le niveau requis par le bus continu, impose un besoin d'élévation de tension important. Une

TABLE 1.3 – Synthèse comparative des principales topologies DC/DC pour applications PàC.

Topologie	Gain statique	Isolation	Complexité	Adéquation PàC
Buck	d	Non	Faible	Inadapté (abaisseur)
Boost	$1/(1-d)$	Non	Faible	Très bonne
Buck-Boost	$-d/(1-d)$	Non	Moyenne	Partielle (inversion)
Flyback	$nd/(1-d)$	Oui	Moyenne	Bonne (forte puissance)
Pont complet	$2nd$	Oui	Élevée	Forte puissance uniquement

topologie de type Boost permet de répondre directement à cette exigence par la relation $G = 1/(1-d)$, sans recourir à un transformateur ni à une inversion de polarité. C'est cette topologie qui est retenue et détaillée dans la suite de ce travail.

1.6 Convertisseur boost conventionnel

1.6.1 Structure et constituants

Le convertisseur boost, également appelé hacheur élévateur, est un convertisseur DC-DC non isolé dont la tension de sortie est toujours supérieure à la tension d'entrée. Sa structure minimale repose sur six composants :

— **Source d'entrée** V_{fc} : tension délivrée par la pile à combustible PEMFC, dont la valeur dépend du courant débité ;

— **Inductance de stockage** L : élément énergétique central, elle accumule l'énergie magnétique durant la phase de conduction de l'interrupteur et la restitue vers la sortie lors de son ouverture. Elle lisse le courant prélevé sur la source et constitue le siège de l'ondulation de courant Δi_L ;

— **Interrupteur commandé** S (MOSFET) : À l'état fermé (ON), il court-circuite la diode et permet le stockage d'énergie dans L ;

— **Diode de roue libre** D : ne conduit que lorsque S est ouvert (état OFF), assurant le transfert de l'énergie stockée dans L vers la sortie ainsi que la continuité du courant inductif ;

— **Condensateur de sortie** C : filtre les ondulations de tension en sortie. Il se charge via la diode pendant la phase OFF et se décharge dans la charge R pendant la phase ON ;

— **Charge** R : représente la consommation en aval du convertisseur.

Cette sobriété structurelle – seulement cinq composants passifs et un unique interrupteur – en fait la topologie la plus étudiée et la mieux maîtrisée dans les applications à source basse tension [7].

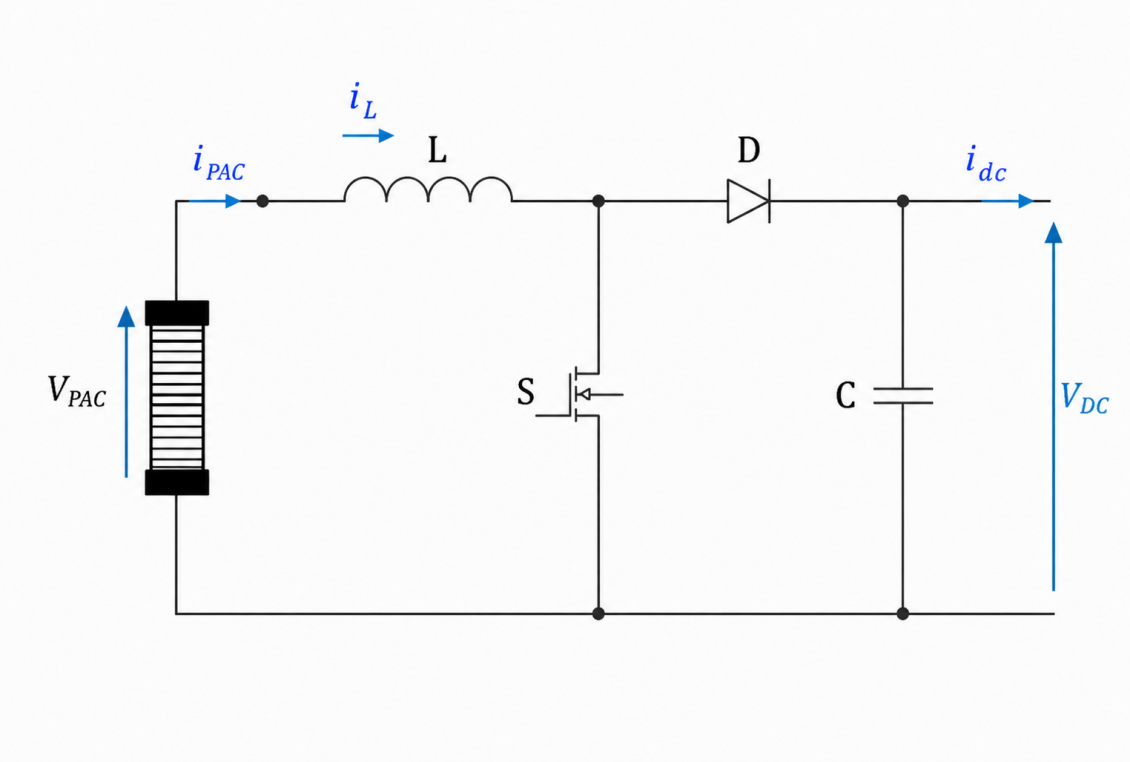


FIGURE 1.11 – Convertisseur DC/DC Boost conventionnel

1.6.2 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement du convertisseur Boost repose sur l'alternance périodique, à la fréquence de découpage $f_{s,\mathrm{BS}}$, de deux configurations de circuit déterminées par l'état de l'interrupteur S. Le rapport cyclique d représente la fraction de la période T durant laquelle l'interrupteur est fermé :

$$d = \frac{T_{on}}{T} \tag{1.4}$$

Phase d'accumulation d'énergie (interrupteur fermé)

Lorsque l'interrupteur S est fermé, l'inductance est directement reliée à la source. La diode est bloquée, car la tension côté sortie est plus élevée que celle côté source. Dans cette phase, la source ne transfère pas directement son énergie à la charge à travers la diode ; elle sert surtout à charger l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance est :

$$V_L = V_e \tag{1.5}$$

Comme $V_L = L\dfrac{di_L}{dt}$, on obtient :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e}{L} \tag{1.6}$$

Le courant dans l'inductance augmente donc linéairement pendant cette phase, et l'inductance stocke de l'énergie sous forme magnétique :

$$E_L = \frac{1}{2} L i_L^2 \tag{1.7}$$

Phase de transfert d'énergie (interrupteur ouvert)

Lorsque l'interrupteur S est ouvert, le courant de l'inductance ne peut pas s'annuler instantanément. L'inductance réagit en inversant sa polarité de façon à maintenir la continuité du courant. La diode devient alors passante, et l'énergie stockée dans l'inductance est transférée vers la sortie. Dans cette phase, la tension sur l'inductance devient :

$$V_L = V_e - V_s \tag{1.8}$$

Comme $V_s > V_e$, cette tension est négative, donc :

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_e - V_s}{L} \tag{1.9}$$

Le courant d'inductance décroît alors linéairement, mais il continue à alimenter la charge avec la source.

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, on a les formes d'ondes de courant et de tension de la figure 1-7.

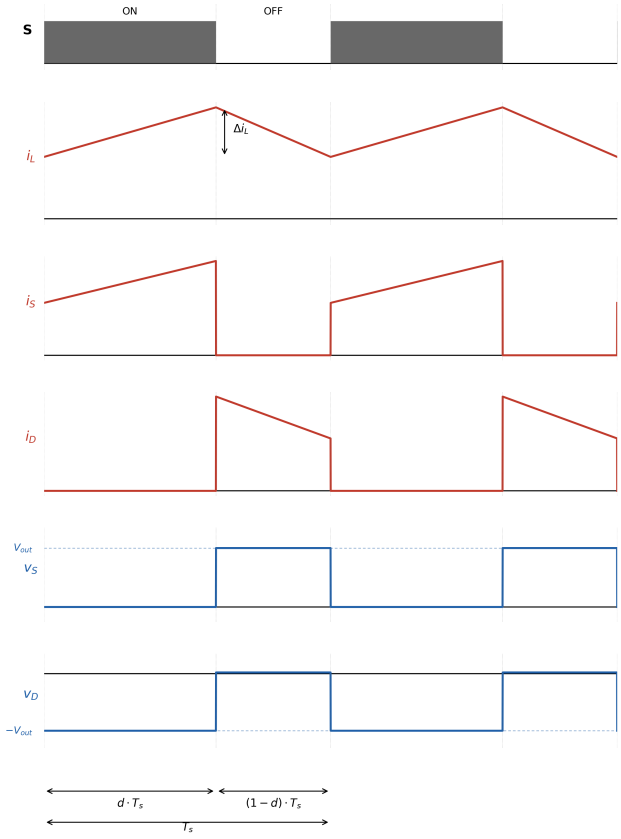


FIGURE 1.12 – Formes d'ondes du convertisseur Boost simple

Fonctionnement en mode de conduction continue (CCM)

Lorsque ce convertisseur fonctionne en mode de conduction continue, le courant dans l'inductance ne s'annule jamais sur une période de commutation, et on obtient des formes d'ondes de courant et de tension caractéristiques, constituées de segments linéaires croissants et décroissants correspondant respectivement aux phases d'accumulation et de transfert décrites ci-dessus.

En régime permanent, pour un boost idéal fonctionnant en CCM, on applique l'équilibre volt-seconde sur l'inductance. Sur une période, la moyenne de la tension aux bornes de l'inductance doit être nulle :

$$d \cdot V_e + (1-d)(V_e - V_s) = 0 \tag{1.10}$$

En développant :

$$dV_e + (1-d)V_e - (1-d)V_s = 0 \tag{1.11}$$

$$V_e - (1-d)V_s = 0 \tag{1.12}$$

d'où le gain en tension du convertisseur élévateur :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{1}{1-d} \tag{1.13}$$

L'ondulation de courant d'inductance et l'ondulation de tension de sortie sont définies par les relations suivantes :

$$\Delta i_L = \frac{d \cdot V_e}{L \cdot f} \tag{1.14}$$

$$\Delta V_s = \frac{d \cdot I_s}{C \cdot f} = \frac{d \cdot V_e}{(1-d) \cdot R \cdot C \cdot f} \tag{1.15}$$

En outre, le courant moyen dans l'inductance est lié au rapport cyclique par la relation :

$$I_L = \frac{I_s}{1-d} \tag{1.16}$$

Cette relation montre qu'une faible tension d'entrée, telle que celle délivrée par une PEMFC, impose, pour un gain de tension élevé, un fonctionnement à rapport cyclique important, ainsi qu'un courant moyen d'inductance d'autant plus élevé que d s'approche de l'unité. Le mode CCM est privilégié pour les applications de puissance modérée à élevée, car il limite les contraintes en courant crête sur les semi-conducteurs et réduit l'ondulation relative du courant d'entrée vue par la pile, un critère essentiel pour sa protection.

Fonctionnement en mode de conduction discontinue (DCM)

Lorsque le courant moyen demandé par la charge devient faible, ou lorsque l'inductance est sous-dimensionnée, le courant d'inductance peut s'annuler avant la fin de la période de commutation : le convertisseur entre alors en mode de conduction discontinue (DCM). Une troisième configuration de circuit apparaît, durant laquelle ni l'interrupteur ni la diode ne conduisent, et le gain statique dépend alors non seulement du rapport cyclique mais également du courant de charge et de la fréquence de découpage [7].

Le mode DCM se traduit par des ondulations de courant nettement plus importantes que le mode CCM pour un même courant moyen, ainsi que par une dynamique différente, plus difficile à exploiter pour la

synthèse de la commande. Pour une source PEMFC, sensible aux variations rapides de courant, ce mode de fonctionnement n'est pas souhaitable. Le convertisseur étudié dans ce travail est donc systématiquement dimensionné pour rester en mode CCM sur l'ensemble du domaine de fonctionnement considéré.

1.6.3 Limites du convertisseur boost classique dans les applications PàC

Malgré sa simplicité, le convertisseur boost classique présente plusieurs limites dans les applications à PàC [6].

D'abord, le courant d'entrée correspond au courant traversant l'inductance. Ainsi, lorsque la source d'entrée est une PàC, l'ondulation du courant d'inductance est directement imposée à la pile :

$$i_{fc} = i_L \tag{1.17}$$

$$\Delta i_{fc} = \Delta i_L \tag{1.18}$$

De plus, l'obtention d'un gain de tension élevé nécessite un rapport cyclique important. Or lorsque d devient important :

— les pertes de conduction et de commutation augmentent ;

— les contraintes électriques et thermiques sur les composants deviennent plus sévères ;

— le rendement global du convertisseur se dégrade ;

— la stratégie de commande devient plus complexe ;

Ainsi, pour les applications exigeant à la fois un fort gain, une faible ondulation du courant et de bonnes performances énergétiques, le convertisseur boost classique atteint rapidement ses limites [7]. Ces limites sont à l'origine, dans la littérature, du développement de structures multiphasées entrelacées qui répartissent le courant sur plusieurs bras afin de réduire l'ondulation vue par la pile et les contraintes sur les semi-conducteurs [15, 9].

1.7 Convertisseurs Boost entrelacés multiphasiques

1.7.1 Principe de l'entrelacement (déphasage des signaux de commande)

Le Boost entrelacé multiphasique est constitué de n cellules Boost identiques montées en parallèle, alimentées par une même source continue et reliées à un même condensateur de sortie [16]. Les interrupteurs sont commandés à la même fréquence de découpage $f_{s,4\mathrm{Ph}}$, avec un déphasage uniforme de :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{N} \qquad \text{ou, en temps,} \qquad \Delta t = \frac{T}{N}$$

où T est la période de découpage.

Comparée à la structure classique du convertisseur boost, l'entrelacement des convertisseurs permet une distribution de la puissance sur leurs bras ce qui permet de réduire les stresses sur les semi-conducteurs et apporte également plus de degrés de liberté en termes de flexibilité et de modularité par rapport à la structure classique [16].

1.7.2 Convertisseur boost entrelacé à 4 phases

Principe

Le convertisseur boost entrelacé à 4 phases est constitué de quatre cellules boost identiques montées en parallèle sur la même source d'entrée et sur le même condensateur de sortie [17]. Les quatre interrupteurs sont commandés à la même fréquence de découpage $f_{s,4\text{Ph}}$, avec un déphasage uniforme de $T_s/4$ entre bras consécutifs, soit un décalage de 90° :

$$\Delta t = \frac{T_s}{4} \tag{1.19}$$

Grâce à ce déphasage, les ondulations des quatre courants inducteurs sont décalées dans le temps et se compensent partiellement lors de leur sommation, réduisant ainsi l'ondulation du courant absorbé par la source PEMFC et multipliant par 4 la fréquence apparente de l'ondulation de tension de sortie [8, 18].

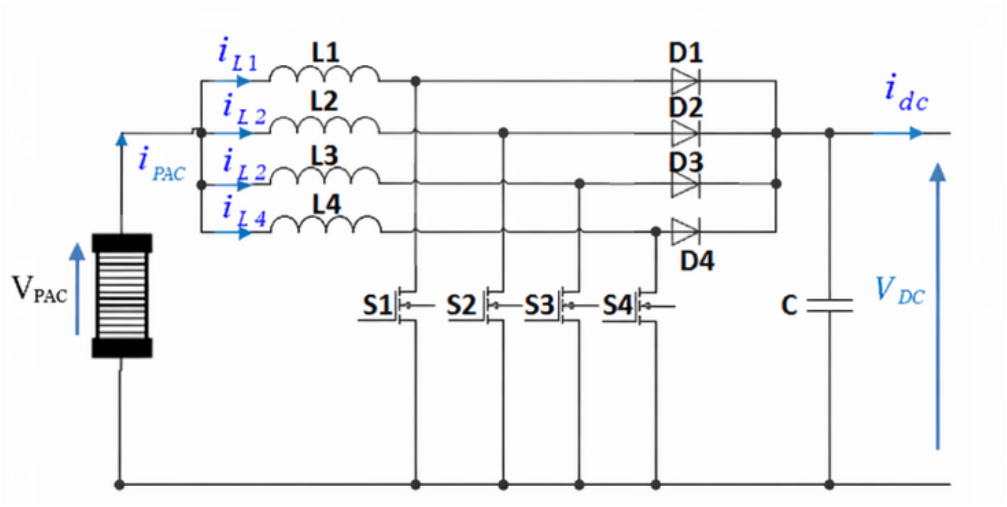


FIGURE 1.13 – Convertisseur boost entrelacé à 4 phases

Effet sur l'ondulation du courant d'entrée

L'ondulation du courant absorbé par la PEMFC est donnée par la somme des courants des quatre inductances :

$$i_{fc}(t) = \sum_{k=1}^{4} i_{Lk}(t) \tag{1.20}$$

L'ondulation de chaque courant inducteur en mode CCM s'écrit :

$$\Delta i_{Lx} = \frac{V_e \cdot d}{L \cdot f_{s,4\text{Ph}}} \tag{1.21}$$

Pour $N = 4$ phases avec déphasage $T_s/4$, le rapport entre l'ondulation du courant d'entrée total Δi_{fc} et l'ondulation par bras Δi_{Lx} dépend du rapport cyclique d selon [15] :

$$\frac{\Delta i_{fc}}{\Delta i_{Lx}} = \begin{cases} \dfrac{4d}{1-d} & 0 < d \leq \dfrac{1}{4} \\ \dfrac{|2-4d|}{1-d} & \dfrac{1}{4} < d \leq \dfrac{1}{2} \\ \dfrac{4\left(\frac{3}{4}-d\right)}{1-d} & \dfrac{1}{2} < d \leq \dfrac{3}{4} \\ \dfrac{4\left(d-\frac{3}{4}\right)}{d} & \dfrac{3}{4} < d < 1 \end{cases} \tag{1.22}$$

La figure 3.11 illustre l'évolution de ce rapport en fonction de d pour différents nombres de phases. On observe que l'annulation totale de l'ondulation du courant d'entrée se produit pour $d = 3/4$ dans le cas 4 phases.

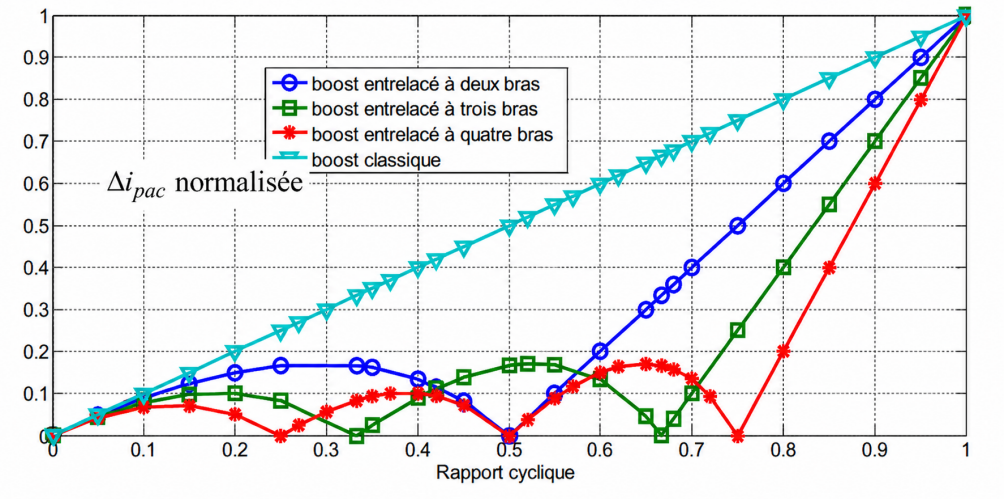


FIGURE 1.14 – Ondulation du courant d'entrée $\Delta i_{fc}/\Delta i_{Lx}$ en fonction du rapport cyclique d pour différents nombres de phases.

Effet sur l'ondulation de la tension de sortie

En raison du déphasage de 90° entre les quatre bras, le condensateur de sortie reçoit quatre impulsions de courant par période T_s, au lieu d'une seule pour le boost simple. La fréquence apparente de l'ondulation de tension est donc multipliée par 4, ce qui réduit l'ondulation de tension de sortie selon :

$$\Delta V_c^{(4\,\mathrm{ph})} = \frac{I_s \cdot d}{C \cdot 4\, f_{s,4\mathrm{Ph}}} = \frac{\Delta V_c^{(\mathrm{simple})}}{4} \tag{1.23}$$

où $\Delta V_c^{(\mathrm{simple})} = \dfrac{I_s \cdot d}{C \cdot f_{s,\mathrm{BS}}}$ est l'ondulation du boost simple monophasé, pour une fréquence de découpage identique ($f_{s,\mathrm{BS}} = f_{s,4\mathrm{Ph}}$).

L'entrelacement à 4 phases divise donc l'ondulation de tension de sortie par 4 à composants passifs et fréquence de découpage identiques.

1.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de présenter les principales structures de convertisseurs DC-DC utilisés dans les applications à base de pile à combustible, en mettant en évidence leur classification selon l'isolation galvanique et le sens de transfert de l'énergie.

Le convertisseur Boost conventionnel a ensuite été étudié en détail, en rappelant son principe de fonctionnement en régime de conduction continue ainsi que ses principales relations caractéristiques. Cette analyse a mis en évidence son rôle fondamental en tant que structure élévatrice de tension, mais également ses limitations dans les applications à source faible tension comme la PEMFC.

En effet, le Boost classique présente des contraintes importantes, notamment une forte ondulation du courant directement imposée à la source, ainsi qu'une dégradation des performances lorsque le rapport cyclique devient élevé. Ces limitations peuvent affecter directement la durée de vie et l'efficacité de la pile à combustible.

Pour répondre à ces problématiques, le convertisseur Boost entrelacé à quatre phases a été introduit. Son principe repose sur le décalage temporel des phases de commutation, permettant une répartition des courants et une réduction significative des ondulations. Cette structure améliore ainsi le comportement du système en augmentant la fréquence apparente de commutation et en réduisant les contraintes imposées à la source et aux composants. Le chapitre suivant détaille la modélisation de ces deux topologies, le dimensionnement des composants passifs et la synthèse des stratégies de commande appliquées au système PEMFC–convertisseur.

Chapitre 2

Modélisation et commande du système

2.1 Introduction

2.2 Modélisation de la PàC

2.2.1 Modèle statique de Larminie et Dicks

Présentation du modèle

La modélisation d'une pile à combustible PEMFC peut être réalisée selon différents niveaux de complexité. Les modèles électrochimiques détaillés permettent de décrire avec précision les phénomènes de transport de matière, de chaleur et de charge, mais nécessitent un temps de calcul important ainsi qu'un grand nombre de paramètres difficilement accessibles expérimentalement [....].

Dans le cadre de cette étude, un modèle statique basé sur l'approche de Larminie et Dicks a été retenu. Ce modèle offre un excellent compromis entre précision et simplicité de mise en œuvre tout en permettant de reproduire fidèlement la caractéristique tension-courant de la PàC. Afin de faciliter la simulation numérique et l'analyse des performances électriques, plusieurs hypothèses simplificatrices ont été adoptées.

Ce modèle est particulièrement apprécié en raison de sa simplicité de mise en œuvre tout en conservant une bonne précision pour représenter la courbe de polarisation d'une PàC PEMFC.

L'idée fondamentale consiste à exprimer la tension de sortie de la pile comme la différence entre la tension thermodynamique idéale et l'ensemble des pertes électrochimiques apparaissant lors du fonctionnement.

La tension de sortie d'une cellule est donnée par :

$$V_{cell} = E_{Nernst} - V_{act} - V_{ohm} - V_{conc} \tag{2.1}$$

où :

— E_{Nernst} : tension idéale réversible ;

— V_{act} : pertes d'activation ;

— V_{ohm} : pertes ohmiques ;

— V_{conc} : pertes de concentration.

Pour une pile composée de n cellules :

$$V_{fc} = nV_{cell} \tag{2.2}$$

Modèle électrique équivalent de la PEMFC

Le modèle électrique équivalent vise à représenter le comportement électrochimique de la pile à l'aide de composants électriques classiques. Alors on peut schématiser le circuit électrique équivalant du PàC comme suit [19, 20] :

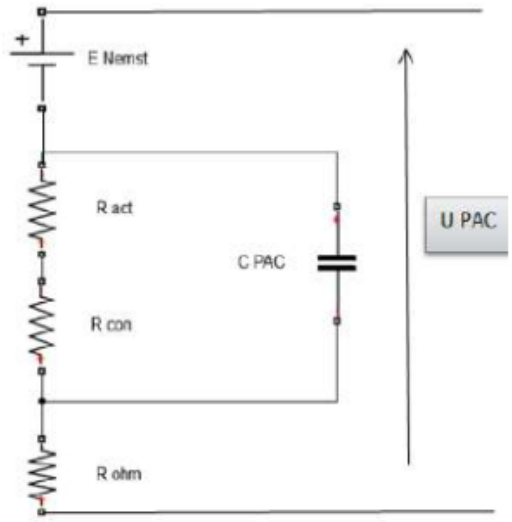


FIGURE 2.1 – Schéma électrique équivalant d'une PàC

Donc la tension de la pile V_{fc} est exprimée comme suit :

$$V_{fc} = n\left(E_{\text{Nernst}} - V_{\text{act}} - V_{\text{ohm}} - V_{\text{conc}}\right) \tag{2.3}$$

Avec :

— n : Nombre de cellules élémentaires de la pile.

Dans ce travail, le modèle statique retenu est donné par :

$$V_{fc} = n(E_{\text{Nernst}} - A\ln\left(\frac{i_{fc}+i_n}{i_0}\right) - i_{fc}(R_m + R_c) - B\ln\left(1 - \frac{i_{fc}+i_n}{i_{Lim}}\right)) \tag{2.4}$$

[21] [22]

Le schéma équivalent est constitué de :

— une source idéale représentant la tension de Nernst ;

— une résistance représentant les pertes ohmiques ;

— une branche dynamique représentant les phénomènes de double couche ;

— une résistance de diffusion représentant les pertes de concentration.

2.2.2 Hypothèses de modélisation, paramètres du stack

Hypothèses retenues pour la modélisation de la PàC

Les hypothèses suivantes sont considérées tout au long de l'étude :

— Le fonctionnement de la PàC est étudié en régime permanent.

— La température est supposée uniforme dans l'ensemble du stack.

— Les pressions d'alimentation en hydrogène et en oxygène sont maintenues constantes durant toute la simulation.

— Les gaz réactifs sont considérés parfaitement purs.

— Les pertes thermiques vers l'environnement sont négligées.

— Toutes les cellules constituant le stack sont supposées identiques.

— La membrane polymère est considérée parfaitement hydratée.

— Les phénomènes de vieillissement et de dégradation ne sont pas pris en compte.

— Les phénomènes dynamiques liés aux capacités de double couche sont négligés.

Ces hypothèses permettent d'obtenir un modèle suffisamment précis pour l'étude des performances électriques de la PàC tout en limitant la complexité mathématique du système.

Dimensionnement de la PàC PEMFC

La modélisation électrique de la pile PEMFC est basée sur le modèle semi-empirique de Larminie et Dicks. Ce modèle représente la tension de sortie de la PàC en tenant compte des principales pertes électrochimiques observées durant son fonctionnement, à savoir les pertes d'activation, les pertes ohmiques et les pertes de concentration.

La tension du stack est donnée par l'équation (2.4).

Tension de Nernst

La tension idéale d'une cellule est calculée à partir de l'équation de Nernst :

$$E_{\text{Nernst}} = E_0 + \frac{RT}{2F} \ln\left(P_{H_2}\sqrt{P_{O_2}}\right) \tag{2.5}$$

où :

— E_0 : Tension standard de la cellule ;

— R : Constante universelle des gaz parfaits ;

— T : Température absolue de fonctionnement ;

— F : Constante de Faraday ;

— P_{H_2} : Pression partielle d'hydrogène ;

— P_{O_2} : Pression partielle d'oxygène.

— **Pertes d'activation**

Sont associées à la cinétique des réactions électrochimiques se produisant aux électrodes. Elles dominent principalement aux faibles densités de courant et induisent une chute de tension non linéaire. Ces pertes sont données par la relation suivante :

$$V_{\text{act}} = A \ln\left(\frac{i_{fc} + i_n}{i_0}\right) \tag{2.6}$$

A : coefficient de Tafel

i_{fc} : courant de la PàC

i_n : courant de perte (courant parasite),

i_0 : courant d'échange.

où le coefficient de Tafel A est défini par :

$$A = \frac{RT}{\alpha F}$$

R : constante des gaz parfaits

T : température absolue (K)

α : coefficient de transfert de charge

F : constante de Faraday

— **Pertes ohmiques**

À des densités de courant moyennes, causées par des pertes ohmiques dues à la résistance électrique des différents éléments de la PEMFC (électrolyte, électrodes) . Nous pouvons exprimer en utilisant la loi d'Ohm par l'équation suivante :

$$V_{ohm} = i_{fc}(R_m + R_c) \tag{2.7}$$

R_c : résistance de contact équivalente à la conduction des électrons (Ω).

R_m : résistance équivalente de la membrane à la conduction des protons (Ω).

$$R_m = \rho_M \frac{l}{A} \tag{2.8}$$

l : épaisseur de la membrane (μm).

A : zone active de la PEM (cm^2).

ρ_M : résistivité qualitative de la membrane ($\Omega \cdot cm$).

— **Pertes de concentration**

Également appelée polarisation de concentration se produit à des densités de courant élevées, causée par la variation de la concentration des réactifs (hydrogène ou oxygène) sur les électrodes, en particulier à la cathode. Ces pertes sont données par la relation suivante :

$$V_{con} = B \ln\left(1 - \frac{i_{fc} + i_n}{i_{Lim}}\right) \tag{2.9}$$

B : constante d'activation de tension [23].

Le courant limite est déterminé à partir de la densité de courant limite et de la surface active de la cellule

$$i_{Lim} = J_{Lim} A \tag{2.10}$$

Lorsque le courant de la PàC approche cette valeur, la tension chute rapidement sous l'effet des limitations de diffusion.

Dimensionnement du stack PEMFC

Le dimensionnement du stack repose sur trois paramètres fondamentaux : la puissance cible, la tension de sortie souhaitée et la surface active des cellules.

Puissance et tension du stack La puissance délivrée par le stack est liée à sa tension et au courant débité par :

$$P_{fc} = V_{fc} i_{fc} \tag{2.11}$$

La tension du stack dépend directement du nombre de cellules connectées en série dans l'équation (2.2) Le choix de n est donc guidé par la tension d'entrée requise par le convertisseur boost en aval.

Surface active et courant limite La surface active A d'une cellule détermine le courant maximum qu'elle peut fournir. Elle est liée à la densité de courant limite par l'équation (2.10) déjà établie. Une surface plus grande permet de débiter un courant plus élevé à densité de courant modérée, ce qui préserve la membrane et améliore la durée de vie.

2.2.3 Contraintes opérationnelles imposées aux convertisseurs statiques

Dans le cadre du dimensionnement et de validation par simulation du système, un ensemble de contraintes imposé afin de garantir un fonctionnement sûr, stable et compatible avec les limitations physiques de la pile à combustible PEMFC.

Limitation de l'ondulation du courant

Les piles à combustible PEMFC sont particulièrement sensibles aux variations rapides de courant, des ondulations excessives accélèrent la dégradation de la membrane et réduisent la durée de vie globale du système. Dans le convertisseur Boost, l'ondulation dépend directement de l'inductance, du rapport cyclique et de la fréquence de découpage. Afin de limiter ces effets, la contrainte suivante est imposée :

$$\frac{\Delta I}{i_{fc}} \leq 6\% \tag{2.12}$$

Cette condition permet de déterminer la valeur minimale de l'inductance d'entrée afin de garantir un courant suffisamment lissé en entrée de la PàC.

Limitation du courant maximal

La pile présente une zone de fonctionnement instable lorsque le courant dépasse la valeur correspondant au point de puissance maximale, où une augmentation du courant peut entraîner une chute rapide de la tension. Afin d'éviter ce phénomène, une marge de sécurité est introduite en limitant le courant maximal à :

$$I_{max} = 0{,}95 I_{MPP} \tag{2.13}$$

où I_{MPP} représente le courant au point de puissance maximale. Cette contrainte garantit que la pile fonctionne en permanence dans une zone stable et sécurisée.

Limitation de la dynamique du courant

En raison de la dynamique lente des phénomènes électrochimiques, la pile ne peut pas suivre des variations brusques de courant sans subir des contraintes importantes. Une limitation sur la vitesse de variation est donc imposée dans la stratégie de commande :

$$\left| \frac{di_{fc}}{dt} \right| \leq 500 \text{ A/s} \tag{2.14}$$

Cette contrainte permet d'éviter les sollicitations rapides susceptibles de provoquer des déséquilibres internes ou une dégradation prématurée de la PàC.

Plage de fonctionnement du courant

Le courant de fonctionnement de la pile est contraint à évoluer dans un intervalle correspondant aux conditions normales d'exploitation :

$$1\,\mathrm{A} \leq i_{fc} \leq 100\,\mathrm{A} \tag{2.15}$$

Cette plage est utilisée dans les simulations pour représenter les différents régimes de charge tout en respectant les limites du système.

Contraintes liées aux phases de fonctionnement

Afin de reproduire un comportement réaliste du système, différentes phases de fonctionnement sont prises en compte dans le modèle de simulation.

Phase de démarrage Lors du démarrage, la pile ne doit pas être sollicitée brutalement. Le courant i_{fc} est donc augmenté progressivement en respectant la contrainte de pente définie par l'équation 2.14, afin d'assurer une mise en régime progressive et d'éviter les contraintes électrochimiques excessives.

Régime établi En régime permanent, la pile fournit l'énergie demandée tout en restant dans une zone sécurisée. Le courant est maintenu en dessous de I_{max} équation 2.13, garantissant que le système ne fonctionne pas dans la zone instable de la caractéristique de puissance.

Phase d'arrêt Lors de l'arrêt, le courant i_{fc} est progressivement réduit jusqu'à s'annuler conformément à l'équation 2.14. Cette diminution contrôlée permet d'éviter les inversions de cellules et les contraintes internes pouvant endommager la PàC, tout en sécurisant le fonctionnement du convertisseur.

Mode défaut En présence d'une anomalie, le système est placé dans un état de sécurité. Les principaux défauts surveillés sont : surtension, sous-tension, surintensité, surchauffe, surpression et défaillance de l'alimentation en hydrogène. La détection d'un défaut entraîne une réduction rapide du courant i_{fc} ainsi qu'une mise en sécurité du convertisseur afin de protéger la pile et l'ensemble de la chaîne énergétique.

2.2.4 Simulation du modèle PEMFC

TABLE 2.1 – Cahier des charges de la pile PEMFC

Catégorie	Paramètre	Symbole	Valeur
Stack	Nombre de cellules	n	14
	Courant nominal	I_{nom}	100 A
	Température	T	333 K (60 °C)
Cellule	Surface active	A	220 cm^2
	Tension nominale/cellule	V_{cell}	0,7 V
Paramètres électrochimiques	Tension à vide	E_{OC}	0,8909 V
	Coefficient de Tafel	A_{tafel}	0,032 V
	Courant d'échange	i_0	10^{-3} A
	Résistance équivalente	$R_m + R_c$	0,18 Ω
	Coefficient concentration	B	0,025 V
Limites opérationnelles	Densité de courant limite	J_{Lim}	0,52 A/cm^2
	Plage de courant	i_{fc}	[1 ; 100] A

Courbe de polarisation $V - I$

La courbe de polarisation représente la variation de la tension de la pile en fonction du courant délivré.

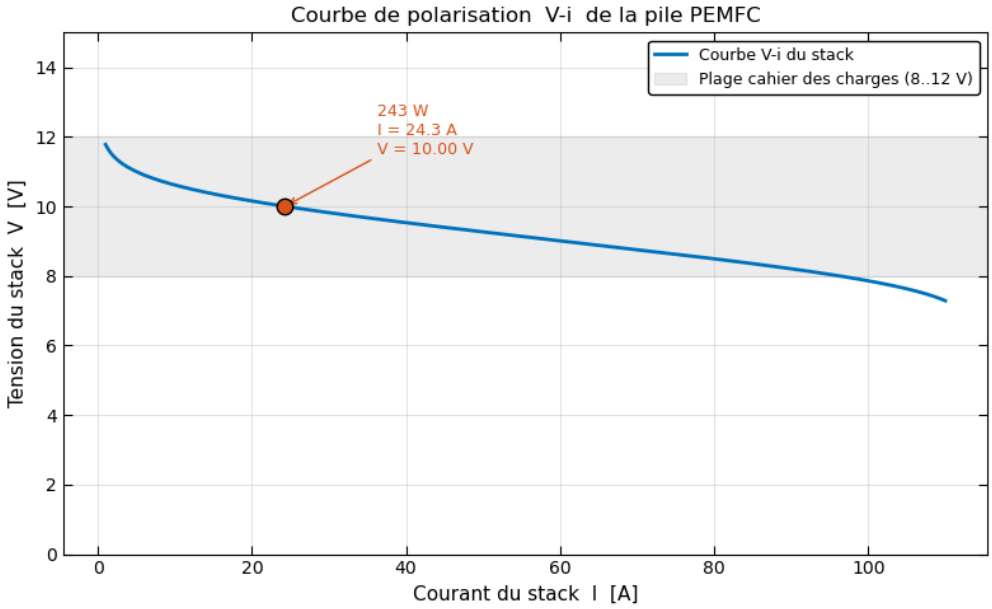


FIGURE 2.2 – Courbe de polarisation d'une PàC

Le modèle simulé montre une diminution non linéaire de la tension lorsque le courant augmente, traduisant les différentes pertes internes de la PàC.

Cette évolution met en évidence trois zones caractéristiques :

— **Zone d'activation** : chute rapide de tension à faible courant (cinétique électrochimique)

— **Zone ohmique** : décroissance quasi-linéaire (résistances internes)

— **Zone de concentration** : chute brutale à fort courant (limitations de transport de masse)

remarque : La tension nominale $V_{fc} = 10{,}00$ V est bien centrée dans la plage du cahier des charges [8 ; 12] V, validant le dimensionnement du stack.

Courbe des pertes de tension par cellule

Les pertes de tension peuvent être décomposées comme suit :

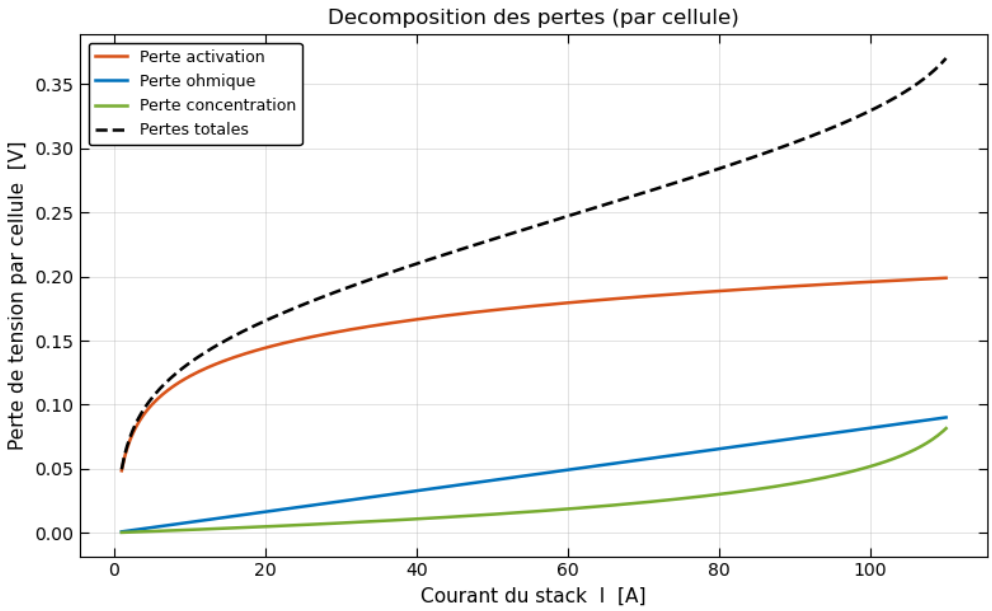


FIGURE 2.3 – Décomposition des pertes (par cellule)

La figure 2.3 confirme la hiérarchie attendue :

— Les **pertes d'activation** dominent à faible courant et évoluent selon le terme logarithmique de Tafel ;

— Les **pertes ohmiques** prédominent dans la zone nominale et croissent linéairement avec i_{fc} ;

— Les **pertes de concentration** restent négligeables jusqu'à $I \approx 60$ A, puis s'emballent à l'approche de $i_{Lim} = 114{,}4$ A.

Au point de fonctionnement ($i_{fc} = 24{,}38$ A), les pertes totales par cellule restent modérées, ce qui est cohérent avec $V_{fc} = 10{,}00$ V

Courbe de puissance $P - I$

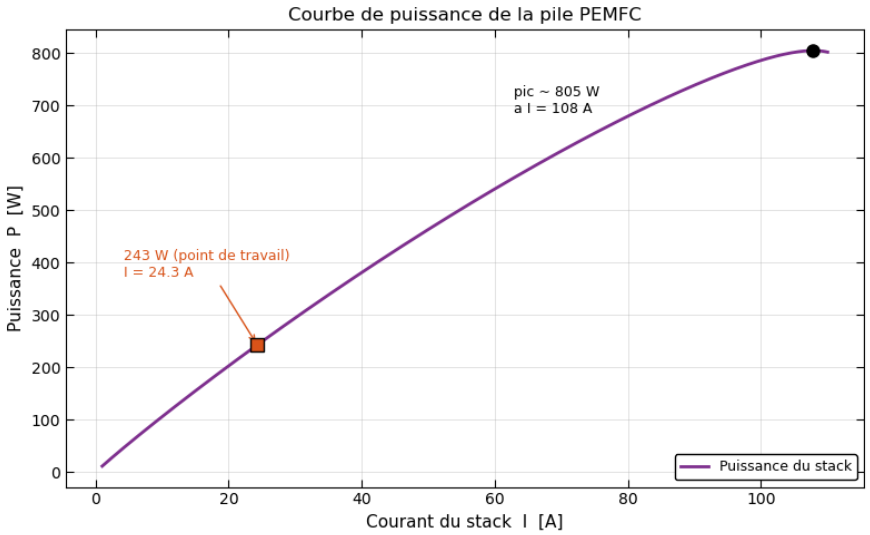


FIGURE 2.4 – Courbe de puissance de la PàC PEMFC

La courbe $P(I)$ présente un maximum à $P_{max} \approx 805$ W pour $I_{MPP} \approx 108$ A. Le point de travail retenu ($P = 243$ W, $i_{fc} = 24{,}38$ A, $V_{fc} = 10{,}00$ V) Ce point se situe très en deçà du du point de puissance maximale. La marge sur le courant par rapport au MPP est :

$$\text{marge} = \frac{I_{MPP} - i_{fc}}{I_{MPP}} \cdot 100 = \frac{108 - 24{,}38}{108} \cdot 100 \approx 77\% \tag{2.16}$$

Par ailleurs, la contrainte de protection définie à l'équation 2.13 impose :

$$I_{max} = 0{,}95 I_{MPP} = 0{,}95 \cdot 108 \approx 103 \text{ A} \tag{2.17}$$

Le courant nominal ($i_{fc} = 24{,}38$) A est donc très largement inférieur à ($I_{max} = 103$) A, assurant un fonctionnement permanent dans la zone **stable et croissante** de la caractéristique $P(I)$, loin de toute instabilité liée à la zone de concentration.

Rendement indicatif

Le rendement indicatif de la pile est estimé à partir du rapport entre la tension réelle de la cellule et la tension thermodynamique de référence.

La tension thermodynamique standard d'une cellule PEMFC est donnée par :

$$V_{\text{thermo}} = 1{,}23\,\text{V} \tag{2.18}$$

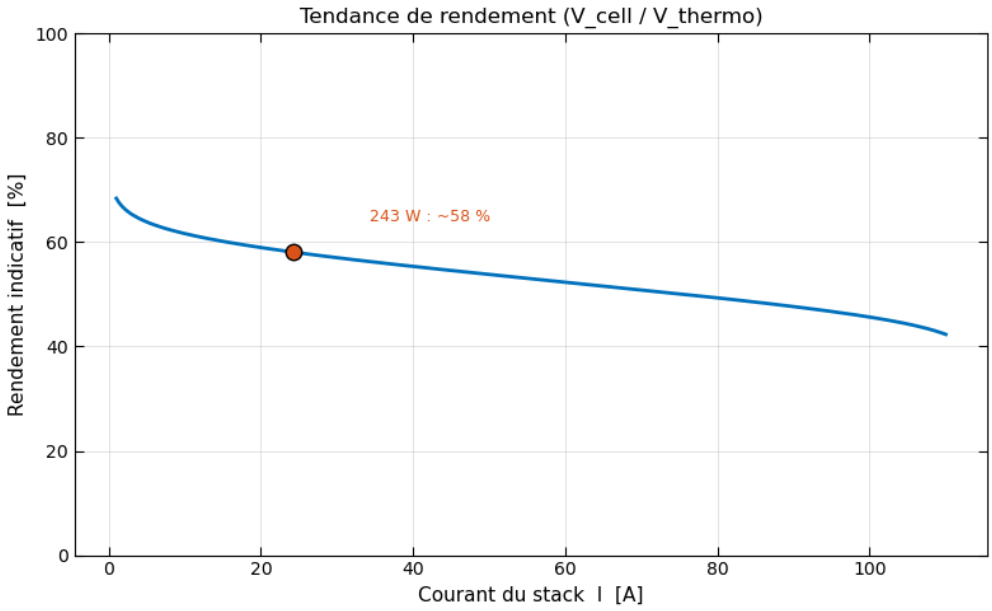


FIGURE 2.5 – Variation du rendement

Au point de fonctionnement nominal, la tension de cellule vaut :

$$V_{cell} = \frac{V_{fc}}{n} = \frac{10{,}00}{14} \approx 0{,}714 \text{ V} \tag{2.19}$$

Le rendement indicatif correspondant est :

$$\eta_v = \frac{V_{cell}}{V_{thermo}} = \frac{0{,}714}{1{,}23} \approx 58\% \tag{2.20}$$

Ce niveau est représentatif d'une PEMFC fonctionnant en zone ohmique. La décroissance du rendement avec le courant est due à l'augmentation des pertes ohmiques et, à fort courant, aux limitations de transport de masse. Cette valeur est **indicative** ; une évaluation rigoureuse nécessiterait la prise en compte du débit d'hydrogène consommé.

Le modèle d'une PàC PEMFC reproduit correctement les comportements physiques essentiels observés, notamment la dépendance de la tension, de la puissance et du rendement vis-à-vis du courant.

Il peut être considéré comme **valide qualitativement**. Toutefois, une validation quantitative précise nécessite :

— l'identification des paramètres ;

— l'intégration des effets thermiques et de transport de masse.

Ce modèle constitue ainsi une base fiable pour l'analyse et l'optimisation des systèmes PEMFC.

2.3 Modélisation du convertisseur Boost simple

Le convertisseur Boost simple est un circuit DC/DC élevateur de tension dont la structure minimale associe une source d'entrée à une inductance, un transistor, une diode et un condensateur de filtrage.

2.3.1 Hypothèses de modélisation

L'établissement d'un modèle analytique tractable nécessite les hypothèses simplificatrices suivantes, couramment adoptées pour une première analyse :

H1. Interrupteur idéal : résistance nulle à l'état ON ($R_{on} = 0$), résistance infinie à l'état OFF. Pas de temps de commutation.

H2. Diode idéale : chute de tension directe nulle ($V_D = 0$), courant inverse nul.

H3. Inductance et condensateur idéaux : résistances séries équivalentes (ESR) nulles.

H4. Conduction continue (CCM) : le courant i_L ne s'annule jamais sur une période de commutation. Cette hypothèse sera vérifiée a posteriori.

H5. Tension de sortie quasi-statique : l'ondulation $\Delta V_s \ll V_s$, ce qui permet de considérer $V_C \approx V_s =$ Cste sur une période T_{sw}.

H6. Source d'entrée idéale : la tension V_{fc} est supposée constante sur une période de commutation.

Portée des hypothèses Ces hypothèses définissent le *modèle idéal*. Les effets du second ordre (résistances parasites, pertes de commutation, temps mort) peuvent être inclus dans un modèle de précision plus élevé, mais ne modifient pas les lois de dimensionnement au premier ordre.

2.3.2 Fonction de commutation et rapport cyclique

Fonction de commutation instantanée $u(t)$

On définit la fonction de commutation binaire :

$$u(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } S \text{ est fermé (ON)} \\ 0 & \text{si } S \text{ est ouvert (OFF)} \end{cases} \tag{2.21}$$

Cette fonction permet d'unifier les équations des deux phases en une seule expression générale, évitant l'écriture de deux systèmes séparés.

Rapport cyclique d

Le rapport cyclique est la valeur moyenne de $u(t)$ sur une période :

$$d = \frac{t_{on}}{T_{\text{sw}}} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}}, \qquad 0 \leq d \leq 1 \tag{2.22}$$

où t_{on} est la durée de conduction de S et $T_{\text{sw}} = 1/f_{\text{sw}}$ est la période de commutation.

Distinction entre u et d

$u(t)$ est la variable instantanée (modèle à commutation) ; d est la valeur moyenne sur une période (modèle moyen). Le modèle à commutation décrit fidèlement les ondulations ; le modèle moyen en fait abstraction et ne décrit que la dynamique basse fréquence utile pour la synthèse de la commande.

2.3.3 Équations d'état — Phase ON et Phase OFF

Variables d'état

Les deux variables d'état du système sont :

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

La sortie est $V_s = V_C$ (hypothèse H1 à H4).

Phase ON — Interrupteur S fermé

Pendant la phase ON, le nœud A est connecté à la masse via S. La diode est bloquée ($V_A = V_{fc} < V_s$). Les équations de circuit donnent :

Équation de l'inductance (loi de Faraday) :

$$L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = V_{fc} \tag{2.24}$$

Équation du condensateur (le condensateur seul alimente la charge) :

$$C \frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = -i_o = -\frac{V_C}{R} \tag{2.25}$$

Interprétation physique : pendant la phase ON, le courant i_L croît linéairement à la pente V_{fc}/L. L'énergie est stockée dans le champ magnétique de L. Simultanément, le condensateur se décharge seul dans R, d'où la légère décroissance de V_s.

Phase OFF — Interrupteur S ouvert

Pendant la phase OFF, la diode conduit. L'inductance est en série avec la source et la sortie. Les équations deviennent :

Équation de l'inductance :

$$L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = V_{fc} - V_C \tag{2.26}$$

Équation du condensateur (inductance + source chargent C et alimentent R) :

$$C \frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = i_L - i_o = i_L - \frac{V_C}{R} \tag{2.27}$$

Interprétation physique : pendant la phase OFF, $V_{fc} - V_C < 0$ car $V_C > V_{fc}$ (convertisseur élévateur). Le courant i_L décroît, restituant l'énergie stockée vers le condensateur et la charge. C'est la restitution de cette énergie qui élève la tension.

Modèle unifié à commutation

les deux phases se condensent en un système unique :

$$L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = V_{fc} - (1-u)\, V_C \tag{2.28}$$

$$C \frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = (1-u)\, i_L - \frac{V_C}{R} \tag{2.29}$$

Vérification :

— Pour $u = 1$ (ON) : $L\,\dot{i}_L = V_{fc}$ et $C\,\dot{V}_C = -V_C/R$. ✓

— Pour $u = 0$ (OFF) : $L\,\dot{i}_L = V_{fc} - V_C$ et $C\,\dot{V}_C = i_L - V_C/R$. ✓

La sortie est $V_s = V_C$ dans les deux cas.

2.3.4 Modèle moyen sur une période de commutation

Principe de la moyenne

Le modèle à commutation contient les ondulations haute fréquence, non pertinentes pour l'analyse de la dynamique de la commande. On remplace $u(t)$ par sa moyenne d sur une période T_{sw}, obtenant le *modèle moyen* (ou modèle d'état moyen, *State-Space Averaging*).

Équations du modèle moyen

En remplaçant $u \to d$ et les variables instantanées par leurs moyennes $I_L = \langle i_L \rangle$, $V_C = \langle V_C \rangle$:

$$L\,\frac{\mathrm{d}I_L}{\mathrm{d}t} = V_{fc} - (1-d)\,V_C \tag{2.30}$$

$$C\,\frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = (1-d)\,I_L - \frac{V_C}{R} \tag{2.31}$$

avec $V_s = V_C$.

Régime permanent — gain statique

En régime permanent, les dérivées s'annulent :

$$\frac{\mathrm{d}I_L}{\mathrm{d}t} = 0 \Rightarrow \quad V_{fc} = (1-d)\,V_C \tag{2.32}$$

$$\frac{\mathrm{d}V_C}{\mathrm{d}t} = 0 \Rightarrow \quad (1-d)\,I_L = \frac{V_C}{R} \tag{2.33}$$

De (2.32), on tire directement le **gain statique du boost** :

$$G_{\text{boost}} = \frac{V_s}{V_e} = \frac{V_C}{V_{fc}} = \frac{1}{1-d} \tag{2.34}$$

et le rapport cyclique nominal :

$$d_0 = 1 - \frac{V_e}{V_s} \tag{2.35}$$

Application numérique au point nominal ($V_e = 10\,\text{V}$, $V_s = 54\,\text{V}$) :

$$d_0 = 1 - \frac{10}{54} \approx 0{,}815$$

Courant d'inductance en régime permanent

De l'équation (2.33) et en supposant un rendement unitaire ($P_{in} = P_{out}$, soit $V_{fc} i_{fc} = V_s i_o$) :

$$I_L = i_{fc} = \frac{P}{V_e} \tag{2.36}$$

Ondulations en régime permanent

Ondulation du courant d'inductance Δi_L

Pendant la phase ON (durée $d\,T_{\mathrm{sw}}$), l'inductance est soumise à V_{fc} constant (hypothèse H5). L'accroissement de courant est :

$$\Delta i_L = \frac{V_{fc}}{L} \cdot d\,T_{\mathrm{sw}} = \frac{V_e\,d}{L\,f_{\mathrm{sw}}} \tag{2.37}$$

Ondulation de la tension de sortie ΔV_s

Pendant la phase ON (durée $d\,T_{\mathrm{sw}}$), le condensateur seul alimente la charge. Il se décharge avec un courant $i_o = V_s/R = I_s$:

$$\Delta V_s = \frac{I_s\,d}{C\,f_{\mathrm{sw}}} \tag{2.38}$$

2.3.5 Dimensionnement des composants passifs

Domaine de fonctionnement — les quatre coins Le dimensionnement est réalisé au pire cas sur les quatre coins extrêmes du domaine (V_e, V_s) :

$$\mathcal{C} = \{8, 12\}\,\mathrm{V}\{48, 60\}\,\mathrm{V} = \{(8,48),\ (8,60),\ (12,48),\ (12,60)\}$$

TABLE 2.2 – Rapport cyclique d_0 aux quatre coins du domaine de fonctionnement.

V_e [V]	V_s [V]	$G = V_s/V_e$	$d_0 = 1 - V_e/V_s$
8	48	6,00	0,833
8	60	7,50	0,867
12	48	4,00	0,750
12	60	5,00	0,800 (pire cas L)

Dimensionnement de l'inductance L Deux contraintes simultanées imposent L :

Contrainte (a) — ondulation du courant d'inductance (éq. (3.37)) :

$$L_{\min}^{(a)} = \frac{V_e\,d}{\Delta i_L^{\max} \cdot f_{s,\mathrm{BS}}}$$

Contrainte (b) — ondulation du courant d'entrée vu par la pile PEMFC ($\Delta i_{in} \le r_{in} \cdot i_{fc}$, $r_{in} = 6\,\%$) :

$$L_{\min}^{(b)} = \frac{V_e\,d}{\Delta i_{in}^{\max} \cdot f_{s,\mathrm{BS}}}, \qquad \Delta i_{in}^{\max} = r_{in} \cdot i_{fc}$$

La valeur minimale retenue est :

$$L_{\min} = \max\Big(L_{\min}^{(a)},\ L_{\min}^{(b)}\Big)$$

Pour le boost simple monophasé, le courant d'entrée correspond directement au courant d'inductance ($i_{fc} = i_L$). Par conséquent, la contrainte (b) *englobe* la contrainte (a) dès que $r_{in} \cdot i_{fc} < \Delta i_L^{\max}$: c'est elle qui est dimensionnante.

Application numérique au pire coin ($V_e = 12$ V, $V_s = 60$ V) :

$$d_0 = 1 - \frac{12}{60} = 0{,}800, \qquad V_e \cdot d_0 = 12 \cdot 0{,}800 = 9{,}6\ \mathrm{V}$$

$$i_{fc} = \frac{P}{V_e} = \frac{243}{12} = 20{,}25 \text{ A}$$

Contrainte (a) :

$$L_{\min}^{(a)} = \frac{9{,}6}{2 \cdot 100 \cdot 10^3} = 48{,}0 \ \mu\text{H}$$

Contrainte (b) :

$$\Delta i_{in}^{\max} = 0{,}06 \cdot 20{,}25 = 1{,}215 \text{ A}$$

$$L_{\min}^{(b)} = \frac{9{,}6}{1{,}215 \cdot 100 \cdot 10^3} = \frac{9{,}6}{121500} \approx 79{,}0 \ \mu\text{H}$$

$$L_{\min} = \max(48{,}0,\ 79{,}0) = 79{,}0 \ \mu\text{H} \quad \text{(imposé par l'ondulation du courant d'entrée)}$$

Valeur normalisée retenue (série E12, supérieure à $L_{\min} = 79{,}0 \ \mu$H) :

$$\boxed{L_{std} = 80 \ \mu\text{H}}$$

Vérification au pire coin :

$$\Delta i_L = \frac{9{,}6}{80 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^3} = 1{,}20 \text{ A} \quad \Rightarrow \quad \Delta i_L \leq 2 \text{ A} \quad \checkmark$$

$$\frac{\Delta i_{in}}{i_{fc}} = \frac{1{,}20}{20{,}25} \approx 5{,}93\,\% \quad \Rightarrow \quad \leq 6\,\% \quad \checkmark \text{ (marge réduite)}$$

Dimensionnement du condensateur C L'ondulation maximale admissible de la tension de sortie est fixée à $r_{Vs} = 1\,\%$, soit :

$$C_{\min} = \frac{I_s \, d}{\Delta V_s^{\max} \cdot f_{s,\text{BS}}} = \frac{I_s \, d}{r_{Vs} \, V_s \, f_{s,\text{BS}}}$$

Pire coin pour C : ($V_e = 8$ V, $V_s = 48$ V) :

$$d_0 = 1 - \frac{8}{48} = 0{,}833, \qquad I_s = \frac{P}{V_s} = \frac{243}{48} = 5{,}06 \text{ A}, \qquad \Delta V_s^{\max} = 0{,}01 \cdot 48 = 0{,}48 \text{ V}$$

$$C_{\min} = \frac{5{,}06 \cdot 0{,}833}{0{,}48 \cdot 10010^3} = \frac{4{,}215}{48000} \approx 87{,}9 \ \mu\text{F}$$

Valeur normalisée retenue (série E12, supérieure à $C_{\min} = 87{,}9 \ \mu$F) :

$$\boxed{C_{std} = 100 \ \mu\text{F}}$$

Vérification avec $C_{std} = 100 \ \mu$**F** :

$$\Delta V_s = \frac{5{,}06 \cdot 0{,}833}{100 \cdot 10^{-6} \cdot 10010^3} = \frac{4{,}215}{10000} = 0{,}4215 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad \frac{0{,}4215}{48} \approx 0{,}88\,\% \leq 1\,\% \quad \checkmark$$

Tableau récapitulatif

TABLE 2.3 – Composants passifs retenus pour le boost simple ($P = 243$ W).

Paramètre	$L_{\min}$	L_{std}	$C_{\min}$	C_{std}
Boost simple	79,0 μH	**80 μH**	87,9 μF	**100 μF**

2.4 Modélisation du convertisseur Boost entrelacé à 4 phases

Le convertisseur boost entrelacé à 4 phases est constitué de quatre cellules boost identiques montées en parallèle, alimentées par la même source PEMFC et connectées au même condensateur de sortie C. Cette topologie étend naturellement la structure du boost simple étudiée à la section 3.3 : les mêmes hypothèses de modélisation H1 à H6 sont conservées, et les équations du modèle moyen partagent la même structure mathématique. La principale différence réside dans le fait que le courant total PEMFC se distribue équitablement entre les quatre bras, ce qui réduit l'ondulation du courant d'entrée et améliore la qualité de l'alimentation de la pile [15].

2.4.1 Fonctions de commutation

Pour chaque bras $k \in \{1, 2, 3, 4\}$, on définit la fonction de commutation binaire :

$$u_k(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } S_k \text{ est fermé (ON)} \\ 0 & \text{si } S_k \text{ est ouvert (OFF)} \end{cases} \tag{2.39}$$

Par analogie avec l'équation (2.21) du boost simple, cette fonction permet d'unifier les équations des deux phases en une seule expression, évitant l'écriture de systèmes séparés pour chaque bras.

Les quatre interrupteurs sont commandés au même rapport cyclique d mais avec un déphasage uniforme de $T_s/4$ entre bras consécutifs, soit un décalage de 90° :

$$u_k(t) = u_1\left(t - (k-1)\,\frac{T_s}{4}\right), \qquad k = 1, 2, 3, 4 \tag{2.40}$$

Ce déphasage est le principe fondamental de l'entrelacement : les quatre courants inducteurs sont décalés dans le temps, de sorte que leurs ondulations se compensent partiellement lors de leur sommation.

2.4.2 Équations d'état — modèle à commutation

Les variables d'état du système entrelacé à 4 phases sont les quatre courants inducteurs et la tension du condensateur commun :

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_{L1}(t) \\ i_{L2}(t) \\ i_{L3}(t) \\ i_{L4}(t) \\ V_c(t) \end{bmatrix} \tag{2.41}$$

Ce vecteur contient cinq variables contre deux pour le boost simple (équation (3.23)), reflétant la plus grande richesse dynamique de la topologie entrelacée.

En appliquant la loi de Faraday à chaque inductance et la loi des nœuds au condensateur commun, les équations d'état du modèle à commutation s'écrivent :

$$L\,\frac{\mathrm{d}i_{Lk}}{\mathrm{d}t} = V_e - (1 - u_k)\,V_c, \qquad k = 1, 2, 3, 4 \tag{2.42}$$

$$C\,\frac{\mathrm{d}V_c}{\mathrm{d}t} = \sum_{k=1}^{4}(1 - u_k)\,i_{Lk} - \frac{V_c}{R} \tag{2.43}$$

Vérification. Pour $u_k = 1$ (bras k en phase ON) : le terme $(1-u_k) = 0$, donc $L\,\mathrm{d}i_{Lk}/\mathrm{d}t = V_e$ — le courant croît linéairement, par analogie directe avec l'équation (3.24) du boost simple. Pour $u_k = 0$ (bras k en phase OFF) : $(1-u_k) = 1$, donc $L\,\mathrm{d}i_{Lk}/\mathrm{d}t = V_e - V_c$ — le courant décroît, restituant l'énergie vers le condensateur, conformément à l'équation (3.26). ✓

Le courant total absorbé par la pile PEMFC est la somme des courants des quatre bras :

$$i_{fc}(t) = \sum_{k=1}^{4} i_{Lk}(t) \tag{2.44}$$

2.4.3 Modèle moyen

Par la même démarche de moyennage sur une période T_s que celle appliquée au boost simple (section 3.3.4), on remplace chaque fonction de commutation $u_k(t)$ par sa valeur moyenne d. En notant $i_{Lk} = \langle i_{Lk} \rangle$ et $V_c = \langle V_c \rangle$, le modèle moyen du convertisseur entrelacé à 4 phases s'écrit :

$$L\,\frac{\mathrm{d}I_{Lk}}{\mathrm{d}t} = V_e - (1-d)\,V_c, \qquad k = 1,2,3,4 \tag{2.45}$$

$$C\,\frac{\mathrm{d}V_c}{\mathrm{d}t} = (1-d)\sum_{k=1}^{4} I_{Lk} - \frac{V_c}{R} \tag{2.46}$$

Gain statique. En régime permanent ($\mathrm{d}/\mathrm{d}t = 0$), chaque bras obéit à la même relation que le boost simple (équation (3.34)) :

$$G = \frac{V_c}{V_e} = \frac{1}{1-d} \tag{2.47}$$

Ce résultat est identique pour chaque bras individuellement et pour la topologie globale : l'entrelacement ne modifie pas le gain en tension du convertisseur. La tension de sortie V_c ne dépend que du rapport cyclique d et de la tension d'entrée V_e, quel que soit le nombre de phases.

Courant par bras en régime permanent. En revanche, le courant que supporte chaque bras est divisé par le nombre de phases $N = 4$:

$$I_{L1} = I_{L2} = I_{L3} = I_{L4} = \frac{i_{fc}}{4} = \frac{V_c}{4\,R\,(1-d)} \tag{2.48}$$

C'est cette division du courant entre les quatre bras qui est à l'origine de la réduction de l'ondulation du courant PEMFC Δi_{fc} par rapport au boost simple monophasé où $i_{fc} = i_L$ intégralement.

2.5 Stratégies de commande du système

2.5.1 Objectifs de commande

La commande d'un convertisseur DC-DC élévateur (boost) alimenté par une pile à combustible à membrane échangeuse de protons (PEMFC) doit répondre à plusieurs impératifs simultanés, qui découlent directement des contraintes physiques du système.

Régulation de la tension de sortie

L'objectif premier est de maintenir la tension de sortie V_s à sa valeur de référence V_s^* malgré les perturbations extérieures (variations de la tension d'entrée V_e délivrée par la PEMFC, variations de la charge R). Le convertisseur boost opère dans une plage de rapport cyclique élevée ($d \approx 0{,}815$ au point nominal), ce qui accentue la sensibilité aux perturbations et exige une régulation robuste.

Réduction des oscillations

La nature non linéaire et à phase non minimale du convertisseur boost génère des dynamiques complexes, notamment un zéro à partie réelle positive dans la fonction de transfert tension-commande. Une commande mal synthétisée peut provoquer des oscillations en tension ou en courant dont l'amplitude dépasse les tolérances admissibles. La stratégie de commande doit donc assurer des marges de stabilité suffisantes tout en limitant le dépassement transitoire.

Protection de la pile

La PEMFC est particulièrement sensible aux ondulations rapides du courant qui lui est soutiré. Une ondulation excessive dégrade les membranes et réduit la durée de vie de la pile. Le cahier des charges impose $\Delta i_{in}/I_{in} \leq 6\,\%$. La commande doit donc agir indirectement comme un filtre actif sur le courant d'entrée, en régulant précisément le courant d'inductance qui constitue l'interface entre la PEMFC et le convertisseur.

2.5.2 Types de commande applicables

Plusieurs stratégies de commande sont utilisées dans la littérature pour ce type de système :

— **Commande PI en cascade** : deux boucles imbriquées régulent respectivement le courant d'inductance (boucle interne rapide) et la tension de sortie (boucle externe lente). Simple à implémenter et robuste au voisinage du point de fonctionnement nominal.

— **Commande prédictive par modèle (MPC)** : un optimiseur calcule à chaque instant la meilleure action de commande sur un horizon fini, en tenant compte explicitement des contraintes du système (courant maximal, pente de courant, ondulation). Plus complexe mais plus performante en présence de contraintes.

— **Commande par mode glissant (SMC)** : force la trajectoire du système vers une surface définie dans l'espace d'état. Très robuste aux perturbations, mais génère des oscillations à haute fréquence pouvant nuire à la membrane de la pile [24].

— **Commande par logique floue (FLC)** : basée sur des règles linguistiques, elle ne nécessite pas de modèle précis. Adaptée aux non-linéarités de la PEMFC, mais difficile à régler de manière systématique [25, 26].

— **Retour d'état avec observateur (LQR + Luenberger)** : synthétisé à partir du modèle linéarisé, il offre de bonnes performances transitoires, mais reste sensible aux variations paramétriques autour du point de linéarisation [27].

2.5.3 Justification du choix pour notre système (PEMFC + Boost + Batterie)

Notre système associe trois éléments aux comportements physiques très différents : la pile à combustible, dont la tension chute progressivement avec le courant et dont la dynamique est lente ; le convertisseur boost, qui élève et régule la tension du bus continu ; et la batterie, qui absorbe ou fournit les écarts de puissance rapides que la pile ne peut pas suivre.

La commande PI en cascade est choisie car elle correspond naturellement à la structure physique du système : la boucle interne contrôle le courant d'inductance, protégeant ainsi directement la pile des ondulations néfastes, tandis que la boucle externe assure la régulation de la tension du bus. Elle est simple à régler, stable autour du point nominal et suffisante pour les régimes lents dominés par la pile.

La commande prédictive par modèle (MPC) est choisie car elle est la seule stratégie capable d'intégrer explicitement dans la loi de commande les contraintes physiques critiques de notre système : la limitation de la pente du courant de pile ($dI/dt \leq 500\,\mathrm{A/s}$), le courant maximal admissible et l'ondulation tolérée. De plus, sa capacité d'anticipation sur un horizon fini lui permet de coordonner naturellement les échanges de puissance entre la pile et la batterie, ce qu'un PI simple ne peut pas réaliser sans une logique de supervision supplémentaire.

2.5.4 Commande PI en cascade

Principe général

La commande en cascade (ou *cascade control*) est une architecture de régulation comportant au minimum deux boucles de retour imbriquées. La figure 3.11 illustre la structure retenue pour le convertisseur boost.

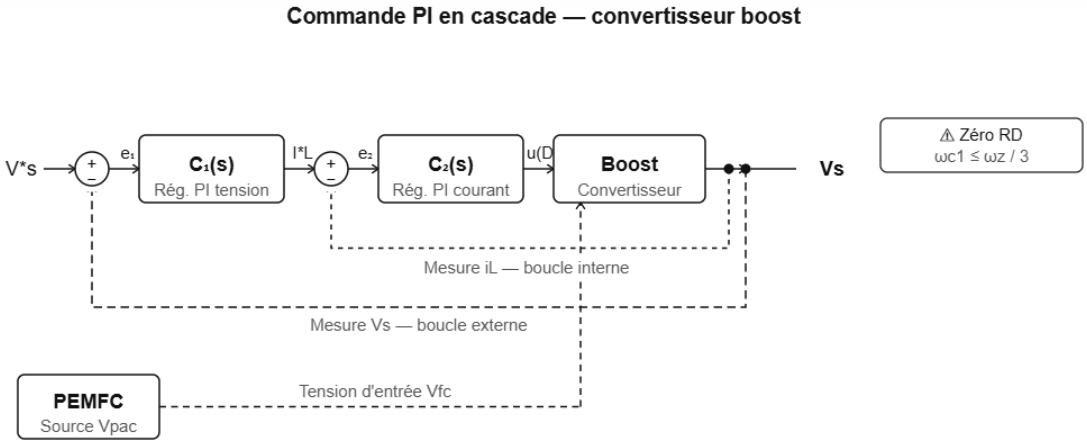


FIGURE 2.6 – Schéma bloc de la commande PI en cascade du convertisseur boost.

Le principe repose sur la séparation des dynamiques : la boucle interne, plus rapide, traite les perturbations sur la variable intermédiaire (courant d'inductance), tandis que la boucle externe, plus lente, assure la régulation de la variable principale (tension de sortie). Cette séparation d'échelles temporelles est le fondement de la stabilité et de la performance de l'architecture en cascade [28].

Boucle interne (courant)

La boucle interne régule le courant d'inductance i_L autour de sa référence $i_{L,\mathrm{ref}}$, générée par le régulateur externe. Pendant la phase de conduction (interrupteur fermé, durée $d\,T_{sw}$), la dynamique du courant est gouvernée par :

$$L\,\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = V_e \tag{2.49}$$

Pour la synthèse du correcteur, on retient l'approximation du modèle moyen petit-signal autour du point d'équilibre, valable au voisinage de la pulsation de coupure visée [7] : le courant d'inductance répond à la commande d comme un intégrateur pur chargé par V_e :

$$G_2(s) \simeq \frac{i_L(s)}{d(s)} = \frac{V_e}{L\,s} \tag{2.50}$$

avec la constante de temps caractéristique de la boucle, utilisée comme zéro du correcteur :

$$\tau_L = \frac{L}{R\,(1-d_0)^2} \tag{2.51}$$

La boucle interne est intentionnellement réglée pour être **plus rapide** que la boucle externe (dans la limite imposée par le zéro à droite, voir § 2.69), afin que le courant puisse être considéré comme un état quasi-statique du point de vue du régulateur de tension.

Boucle externe (tension)

La boucle externe compare la tension de sortie mesurée V_s à sa référence V_s^* et génère la référence de courant $i_{L,\mathrm{ref}}$ transmise à la boucle interne. La dynamique de la tension est régie par l'équation de la capacité de sortie :

$$C\,\frac{\mathrm{d}V_s}{\mathrm{d}t} = (1-d_0)\,i_L - \frac{V_s}{R} \tag{2.52}$$

De même, on retient l'approximation intégrateur pur de la capacité de sortie autour du point d'équilibre [7] :

$$G_1(s) \simeq \frac{V_s(s)}{i_{L,\mathrm{ref}}(s)} = \frac{1-d_0}{C\,s} \tag{2.53}$$

avec la constante de temps caractéristique de la boucle, utilisée comme zéro du correcteur :

$$\tau_C = R\,C \tag{2.54}$$

Pour l'analyse fréquentielle complète et la discussion du zéro à droite, on conserve le modèle linéarisé du second ordre, qui décrit fidèlement le comportement de V_s face à une variation de courant de référence sur toute la plage de fréquence [28] :

$$G_1^{\mathrm{complet}}(s) = K_1 \cdot \frac{1}{1 + \dfrac{2\zeta}{w_n}\,s + \dfrac{s^2}{w_n^2}} \tag{2.55}$$

avec :

$$K_1 = \frac{V_s}{I_L}(1-d_0)^2 \cdot R \tag{2.56}$$

$$w_n = \frac{(1-d_0)}{\sqrt{LC}} \tag{2.57}$$

$$\zeta = \frac{1}{2R}\sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.58}$$

Cette fonction du second ordre présente un comportement oscillatoire pour de faibles valeurs du facteur d'amortissement ζ, ce qui justifie l'utilisation d'un régulateur intégral pour assurer l'erreur statique nulle.

Synthèse des régulateurs PI

Un régulateur Proportionnel-Intégral (PI) est adopté pour chacune des deux boucles. Dans le domaine de Laplace, la loi de commande du régulateur PI s'écrit [29] :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p\,\frac{1+s\,T_i}{s\,T_i} \tag{2.59}$$

où K_p est le gain proportionnel et $T_i = K_p/K_i$ est la constante de temps intégrale.

Régulateur de la boucle interne $C_2(s)$. La référence de courant générée par le régulateur externe est comparée au courant mesuré i_L, et l'erreur $e_2 = i_{L,\text{ref}} - i_L$ est traitée par [30] :

$$d(t) = d_0 + K_{p2}\,e_2(t) + K_{i2}\int_0^t e_2(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{2.60}$$

En imposant le zéro du PI sur $T_{i2} = \tau_L$ par compensation pôle-zéro et une pulsation de coupure w_{c2} sur le système intégrateur $G_2(s)$ (éq. 2.50) [28], les gains s'obtiennent directement par :

$$K_{p2} = \frac{w_{c2}\,L}{V_e}, \qquad K_{i2} = \frac{K_{p2}}{T_{i2}} \tag{2.61}$$

Régulateur de la boucle externe $C_1(s)$. L'erreur de tension $e_1 = V_s^* - V_s$ génère la référence de courant :

$$i_{L,\text{ref}}(t) = K_{p1}\,e_1(t) + K_{i1}\int_0^t e_1(\tau)\,\mathrm{d}\tau \tag{2.62}$$

De même, en imposant le zéro du PI sur $T_{i1} = \tau_C$ et une pulsation de coupure w_{c1} sur le système intégrateur $G_1(s)$ (éq. 2.53) [28], les gains s'obtiennent par :

$$K_{p1} = \frac{w_{c1}\,C}{1-d_0}, \qquad K_{i1} = \frac{K_{p1}}{T_{i1}} \tag{2.63}$$

Au point d'équilibre, la valeur de référence du courant d'inductance peut être déterminée à partir du bilan de puissance [28] :

$$i_{L,\text{ref}} = \frac{V_{s,\text{ref}}^2}{R\,V_e} \tag{2.64}$$

L'action intégrale garantit l'erreur statique nulle en régime permanent, même en présence de perturbations constantes sur la tension d'entrée ou la résistance de charge.

Réglage des paramètres

Le réglage des paramètres PI repose sur le placement du zéro du correcteur sur la constante de temps dominante de la boucle, combiné au choix d'une pulsation de coupure respectant la séparation des dynamiques.

Boucle interne. On impose une pulsation de coupure :

$$w_{c2} = \min\left(0{,}8\, w_n,\ \frac{2\pi f_{s,\mathrm{BS}}}{20}\right) \tag{2.65}$$

en restant sous le vingtième de la fréquence de commutation pour respecter l'hypothèse du modèle moyen [7]. Ce choix de marge vis-à-vis de $f_{s,\mathrm{BS}}$ est un paramètre de conception retenu dans cette étude. Le zéro du PI est placé sur $T_{i2} = \tau_L$ (éq. 2.51).

Boucle externe. La pulsation de coupure de la boucle externe est limitée par le zéro à droite (§ 2.69) :

$$w_{c1} = \min\left(\frac{w_z}{5},\ \frac{w_n}{2}\right) \tag{2.66}$$

garantissant à la fois la séparation des dynamiques avec la boucle interne et une marge de sécurité par rapport à la limite théorique $w_{c1} \leq w_z/3$ (éq. 2.69). Le même principe de placement de zéro est appliqué, avec $T_{i1} = \tau_C$ (éq. 2.54).

Remarque. En pratique, les paramètres obtenus analytiquement sont généralement affinés par la méthode des essais-erreurs (*error-test method*), qui consiste à observer l'effet de chaque paramètre sur les critères temporels : temps de montée, dépassement, temps de réponse et erreur statique [28].

Analyse fréquentielle : diagrammes de Bode et marges de stabilité

L'analyse fréquentielle de la boucle ouverte est indispensable pour vérifier la stabilité et les marges du système. Pour chaque boucle, on trace le diagramme de Bode de la fonction de boucle ouverte $L(jw) = C(jw)\,G(jw)$ — en utilisant le modèle complet $G_1^{\mathrm{complet}}(s)$ pour la boucle externe — et on évalue [28] :

- la **marge de gain** $G_m = -20\log_{10}|L(jw_\pi)|$, où w_π est la pulsation pour laquelle $\angle L(jw_\pi) = -180°$;
- la **marge de phase** $\varphi_m = 180° + \angle L(jw_c)$, où w_c est la pulsation de coupure à 0 dB.

Des valeurs typiquement visées sont $G_m \geq 6\,\mathrm{dB}$ et $\varphi_m \geq 45°$ pour assurer une robustesse satisfaisante aux incertitudes paramétriques.

Démonstration du zéro à droite : Le convertisseur boost est un système à **phase non minimale** : sa fonction de transfert tension-commande contient un zéro à partie réelle positive (zéro dans le demi-plan droit, noté ZRD). Ce zéro est une conséquence directe de la structure physique du convertisseur [7].

Lors d'une augmentation soudaine du rapport cyclique d, l'interrupteur reste fermé plus longtemps, ce qui *augmente* l'énergie stockée dans l'inductance mais *réduit temporairement* le courant fourni à la charge (la diode est bloquée pendant $d\,T_{sw}$). La tension de sortie chute donc dans un premier temps avant de remonter vers sa nouvelle valeur d'équilibre plus élevée. Ce comportement contre-intuitif est la signature temporelle du ZRD.

Analytiquement, en linéarisant le modèle moyen autour du point d'équilibre (d_0, I_{L0}, V_{s0}), la fonction de transfert $\hat{V}_s(s)/\hat{d}(s)$ s'écrit :

$$\frac{\hat{V}_s(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_s}{1-d_0} \cdot \frac{1 - \dfrac{sL}{(1-d_0)^2 R}}{1 + \dfrac{s}{w_n Q} + \dfrac{s^2}{w_n^2}} \tag{2.67}$$

avec :

$$w_n = \frac{1-d_0}{\sqrt{LC}}, \qquad Q = R(1-d_0)^2\sqrt{\frac{C}{L}} \tag{2.68}$$

Le zéro à droite se situe à :

$$w_z = \frac{(1-d_0)^2\, R}{L} \tag{2.69}$$

Ce zéro impose une **limitation fondamentale de la bande passante** : la pulsation de coupure de la boucle externe ne peut pas dépasser w_z sans risquer l'instabilité. En pratique, on impose $w_{c1} \leq w_z/3$ pour conserver une marge de phase suffisante malgré la rotation de phase de $-180°$ introduite par le terme $(1 - s/w_z)$ au-delà de w_z.

La présence du ZRD est donc une contrainte inhérente à la topologie boost et non à la stratégie de commande choisie. Elle affecte de la même manière la commande PI en cascade et la commande MPC, bien que cette dernière dispose de mécanismes pour en atténuer les effets grâce à l'anticipation sur l'horizon de prédiction.

2.5.5 Commande Prédictive par Modèle (MPC)

Principe général

La commande prédictive par modèle (MPC — *Model Predictive Control*) est une stratégie de commande avancée qui repose sur l'utilisation explicite d'un modèle mathématique du système pour prédire son comportement futur et calculer la commande optimale [31, 32].

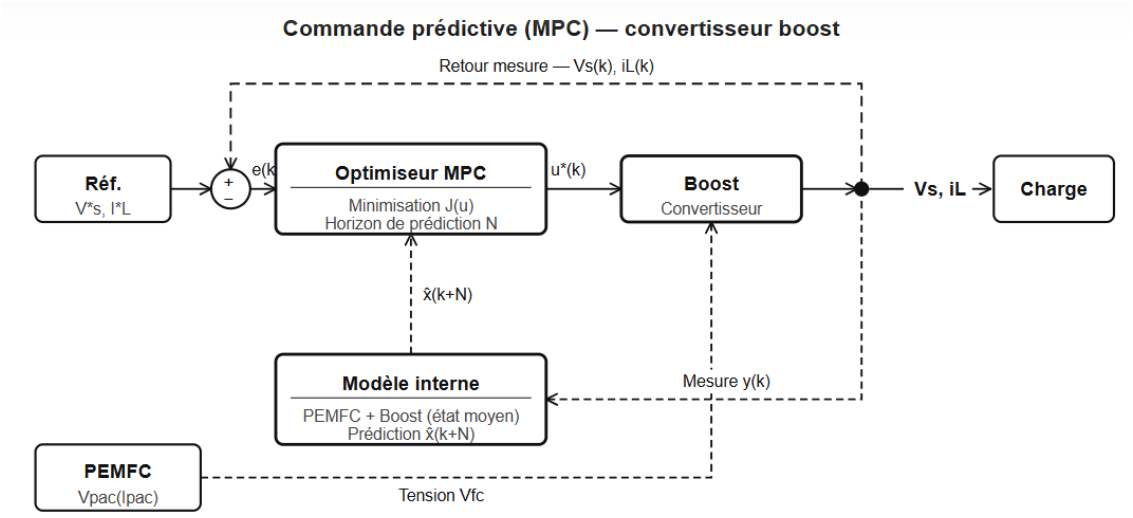


FIGURE 2.7 – Schéma bloc de la commande MPC du convertisseur boost.

Contrairement aux régulateurs classiques qui n'exploitent que l'état présent du système, la MPC résout,

à chaque instant discret k, un problème d'optimisation portant sur un horizon futur de N_p pas de temps. La première action de la séquence optimale est ensuite appliquée au système, puis le processus est réitéré à l'instant suivant avec les nouvelles mesures. Ce mécanisme, appelé **horizon fuyant** (*receding horizon*), permet de combiner l'anticipation et la correction en temps réel [31].

À chaque période d'échantillonnage T_s, le contrôleur MPC effectue les opérations suivantes :

1. **Mesure de l'état courant** $\mathbf{x}(k) = [i_L(k),\ V_s(k)]^\top$.
2. **Prédiction** : les états futurs $\mathbf{x}[k+s|k]$ pour $s = 1, \ldots, N_p$ sont calculés récursivement à partir du modèle discret du convertisseur boost et du rapport cyclique candidat d.
3. **Optimisation** : le rapport cyclique d^* minimisant la fonction de coût $J(d)$ est déterminé sous les contraintes physiques $d \in [d_{\min},\ d_{\max}]$.
4. **Application** : uniquement d^* est envoyé au modulateur MLI. À l'instant $k+1$, l'état est remesuré et le cycle recommence.

2.5.6 Modèle boost simple utilisé pour la prédiction

Rappel du modèle d'état continu

Comme établi à la section 2.3, le convertisseur boost en mode CCM est régi par les deux équations d'état (2.28)– (2.29) .

Le vecteur d'état du système est $\mathbf{x}(t) = [i_L(t),\ V_s(t)]^\top$ et la commande est $u(t) = d(t)$.

Discrétisation par la méthode d'Euler explicite

Le MPC travaille en temps discret avec une période d'échantillonnage $T_s = 1/f_{s,\mathrm{BS}} = 10\ \mu$s. Pour transformer le modèle CCM est régi par les deux équations d'état (2.28)– (2.29) en un modèle discret exploitable par l'algorithme de prédiction, on applique la méthode d'**Euler explicite** (ou Euler avant), qui consiste à approximer la dérivée par sa différence finie progressive [31] :

$$\left.\frac{dx}{dt}\right|_{t=kT_s} \approx \frac{x[k+1] - x[k]}{T_s} \tag{2.70}$$

En substituant cette approximation dans les équations (2.28)– (2.29), on obtient le modèle discret utilisé pour la prédiction interne :

$$i_L[k+1] = i_L[k] + \frac{T_s}{L}\Big(V_e[k] - (1 - d[k])\, V_s[k]\Big) \tag{2.71}$$

$$V_s[k+1] = V_s[k] + \frac{T_s}{C}\left((1 - d[k])\, i_L[k] - \frac{V_s[k]}{R}\right) \tag{2.72}$$

Ces deux équations sont appliquées récursivement N_p fois pour construire la trajectoire prédite $\{i_L[k+s|k],\ V_s[k+s|k]\}_{s=1}^{N_p}$ à partir de l'état mesuré à l'instant k.

La méthode d'Euler explicite est choisie pour la prédiction interne en raison de sa **simplicité de calcul** : chaque pas ne requiert qu'une évaluation directe du modèle sans résolution de système linéaire, ce qui est essentiel pour respecter la contrainte temps réel imposée par $T_s = 10\ \mu$s.

Intégrateur Runge-Kutta d'ordre 4 pour l'évolution réelle

Pour l'évolution réelle du système (simulation de la vérité terrain), on utilise un intégrateur de **Runge-Kutta d'ordre 4** (RK4), plus précis qu'Euler. En notant $f(\mathbf{x}, d)$ le membre droit des équations d'état, le schéma RK4 s'écrit [33] :

$$\mathbf{k}_1 = f\big(\mathbf{x}[k],\, d\big) \tag{2.73}$$

$$\mathbf{k}_2 = f\left(\mathbf{x}[k] + \frac{T_s}{2}\,\mathbf{k}_1,\, d\right) \tag{2.74}$$

$$\mathbf{k}_3 = f\left(\mathbf{x}[k] + \frac{T_s}{2}\,\mathbf{k}_2,\, d\right) \tag{2.75}$$

$$\mathbf{k}_4 = f(\mathbf{x}[k] + T_s\,\mathbf{k}_3,\, d) \tag{2.76}$$

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{x}[k] + \frac{T_s}{6}\big(\mathbf{k}_1 + 2\mathbf{k}_2 + 2\mathbf{k}_3 + \mathbf{k}_4\big) \tag{2.77}$$

La dualité Euler (prédiction) / RK4 (système réel) est une pratique standard dans la MPC embarquée [34] : le modèle interne est simplifié pour réduire le coût de calcul de l'optimisation, tandis que l'intégrateur précis est réservé à la mise à jour de l'état réel sur toute la durée de simulation, évitant ainsi l'accumulation d'erreur numérique.

Définition des paramètres MPC

Horizon de prédiction N_p. L'horizon de prédiction doit être suffisamment long pour pour permettre au contrôleur d'anticiper les dynamiques dominantes du convertisseur . Les constantes de temps du circuit sont :

$$\tau_L = \frac{L}{R(1-d_0)^2}, \qquad \tau_C = RC \tag{2.78}$$

La condition minimale pour que le MPC couvre la dynamique dominante du condensateur est :

$$N_p \cdot T_s \;\geq\; \tau_C \quad\Longrightarrow\quad N_p \;\geq\; \frac{\tau_C}{T_s} = \frac{RC}{T_s} \tag{2.79}$$

Si N_p est trop petit ($N_p \cdot T_s \ll \tau_C$), le contrôleur ne voit pas encore l'effet de sa commande sur V_s et agit de façon sous-optimale. Si N_p est trop grand, le gain en performance devient marginal tandis que le coût de calcul augmente proportionnellement [31].

Horizon de contrôle N_c. L'horizon de contrôle N_c ($N_c \leq N_p$) représente le nombre de degrés de liberté en commande sur l'horizon de prédiction. Dans la formulation retenue, le rapport cyclique est supposé constant sur tout l'horizon ($N_c = 1$ en pratique), ce qui simplifie le problème d'optimisation à la recherche d'un scalaire d^* [35].

Référence de courant adaptative. La référence de courant inducteur $i_{L,\mathrm{ref}}$ n'est pas fixe ; elle est recalculée à chaque pas en fonction du point de fonctionnement instantané :

$$i_{L,\mathrm{ref}}[k] = \min\left(\frac{V_{\mathrm{ref}}[k]/R[k]}{1-d_0[k]},\;\; 80\,\mathrm{A}\right), \qquad d_0[k] = 1 - \frac{V_e[k]}{V_{\mathrm{ref}}[k]} \tag{2.80}$$

Cette adaptation garantit que le contrôleur cible le courant nominal correspondant au point de fonctionnement réel, en particulier lors des échelons de charge ou des variations de la tension PEMFC.

Fonction de coût

Formulation

La MPC minimise à chaque instant k la fonction coût quadratique pondérée suivante, définie sur l'horizon de prédiction N_p [35] :

$$\boxed{J(d) = \sum_{s=0}^{N_p-1} w_s \left[Q_v \big(V_s[k+s|k] - V_{\text{ref}} \big)^2 + Q_{iL} \big(i_L[k+s|k] - i_{L,\text{ref}} \big)^2 \right] + R_w \, (d - d_{\text{prev}})^2} \tag{2.81}$$

où $V_s[k+s|k]$ et $i_L[k+s|k]$ désignent les états prédits à l'instant $k+s$, calculés récursivement par les équations (2.71)–(2.72).

Interprétation physique des termes de la fonction de coût

TABLE 2.4 – Termes de la fonction de coût MPC et leurs rôles

Terme	Rôle
Q_v	Poids de régulation de la tension de sortie. Plus Q_v est élevé, plus le MPC donne la priorité à ramener V_s vers V_{ref}. C'est le terme dominant de la fonction de coût.
Q_{iL}	Poids de protection du courant inducteur. Il guide le MPC vers un courant compatible avec le point de fonctionnement et limite les surcourants néfastes à la membrane PEMFC.
R_w	Poids de lissage de la commande. Il pénalise les variations brusques du rapport cyclique d entre deux instants consécutifs, évitant ainsi les transitoires de courant brutaux dans l'inductance.

La fonction de coût (2.81) est composée de trois termes dont chacun correspond à un objectif physique précis du système.

Terme de régulation de tension $Q_v \, (V_s - V_{\text{ref}})^2$ Ce terme mesure l'énergie de l'erreur entre la tension de sortie prédite et la tension de référence sur l'ensemble de l'horizon. Du point de vue physique, minimiser ce terme revient à exiger que le condensateur C se charge vers V_{ref} le plus rapidement possible sans oscillation. Le coefficient Q_v est élevé car V_s constitue la sortie principale à réguler.

Terme de régulation de courant $Q_{iL} \, (i_L - i_{L,\text{ref}})^2$ Ce terme pénalise l'écart entre le courant inducteur prédit et sa valeur de référence $i_{L,\text{ref}} = I_{\text{out}}/(1-d_0)$. Il joue un double rôle : il limite les surcourants susceptibles de dégrader la membrane de la PEMFC et il aide le contrôleur à choisir un chemin de montée sûr pour i_L lors du démarrage. Ce terme agit comme un guide secondaire sans dominer la régulation principale.

Terme de lissage de commande $R_w\,(d - d_{\text{prev}})^2$ Ce terme pénalise les variations brusques du rapport cyclique entre deux instants consécutifs. Un saut de d provoque une variation brutale de la tension aux bornes de l'inductance $V_L = V_e - (1-d)V_s$, ce qui engendre un transitoire de courant potentiellement dangereux pour la pile. Le coefficient R_w assure un lissage de la commande sans compromettre la réactivité du contrôleur.

Pondération temporelle w_s Les coefficients w_s sont des pondérateurs décroissants dans le temps :

$$w_s = 1 + 0{,}5\,\frac{N_p - s}{N_p}, \quad s = 0, 1, \ldots, N_p - 1 \tag{2.82}$$

avec $w_0 = 1{,}5$ (valeur maximale) décroissant vers $w_{N_p-1} \to 1$. Ce choix force le contrôleur à donner plus d'importance aux premiers pas de l'horizon, c'est-à-dire à la dynamique immédiate du système, plutôt que de différer la correction vers les instants lointains [35].

Optimisation — recherche sur grille en deux passes

Le rapport cyclique optimal d^* est déterminé par une **recherche exhaustive sur grille en deux passes** [33, 36] :

- **Passe 1 (globale)** : d est balayé sur $[d_{\min}, d_{\max}]$ avec $n_1 = 80$ points (résolution $\approx 0{,}011$). Cette passe localise le minimum global de J et évite les minima locaux qui peuvent apparaître loin du point d'équilibre (notamment au démarrage ou lors d'un échelon de charge).
- **Passe 2 (raffinement)** : d est balayé sur $[\hat{d} - 0{,}03,\ \hat{d} + 0{,}03]$ avec $n_2 = 50$ points (résolution finale $\approx 0{,}0012$), soit une précision sur le rapport cyclique inférieure à 0,1 %.

$$d^* = \underset{d \,\in\, [d_{\min},\, d_{\max}]}{\arg\min} J(d) \tag{2.83}$$

2.5.7 Modèle boost entrelacé à 4 phases utilisé pour la prédiction

L'extension de la commande MPC au convertisseur boost entrelacé à 4 phases conserve exactement le même principe que celui décrit à la section 3.4.5 : horizon fuyant, optimisation sur grille en deux passes, et dualité Euler (prédiction) / RK4 (simulation réelle). Les seules adaptations portent sur le vecteur d'état, le modèle de prédiction et la référence de courant par bras, conformément au modèle moyen de la section 2.4 [31, 34].

Vecteur d'état étendu

Alors que le boost simple opère sur deux variables d'état $\mathbf{x}(k) = [i_L(k),\, V_s(k)]^\top$, le convertisseur entrelacé à 4 phases nécessite un vecteur étendu à cinq variables, une par bras plus la tension de sortie commune [15] :

$$\mathbf{x}[k] = \begin{bmatrix} i_{L1}[k] \\ i_{L2}[k] \\ i_{L3}[k] \\ i_{L4}[k] \\ V_c[k] \end{bmatrix} \tag{2.84}$$

Ce vecteur est mesuré à chaque instant k et transmis au prédicteur.

Discrétisation par la méthode d'Euler explicite

Par la même discrétisation Euler explicite appliquée au boost simple le modèle de prédiction interne de l'entrelacé à 4 phases s'écrit, pour chaque bras $j \in \{1, 2, 3, 4\}$:

$$i_{Lj}[k+1] = i_{Lj}[k] + \frac{T_s}{L}\Big(V_e[k] - \big(1 - d[k]\big)\, V_c[k]\Big) \tag{2.85}$$

$$V_c[k+1] = V_c[k] + \frac{T_s}{C}\left((1 - d[k]) \sum_{j=1}^{4} i_{Lj}[k] - \frac{V_c[k]}{R}\right) \tag{2.86}$$

La différence essentielle avec le boost simple (équations (3.55)–(3.56)) est que l'équation du condensateur fait intervenir la somme des quatre courants inducteurs $\sum_{j=1}^{4} i_{Lj}[k]$ au lieu du seul courant $i_L[k]$. Ces cinq équations sont appliquées récursivement N_p fois pour construire la trajectoire prédite sur l'horizon de prédiction.

Intégrateur Runge-Kutta d'ordre 4 pour l'évolution réelle

Pour l'évolution réelle du système, on applique la même dualité Euler/RK4 que pour le boost simple . En notant $f(\mathbf{x}, d)$ le membre droit du modèle moyen entrelacé le schéma RK4 s'écrit :

$$\begin{aligned}
\mathbf{k}_1 &= f(\mathbf{x}[k],\ d^*) \\
\mathbf{k}_2 &= f\big(\mathbf{x}[k] + \tfrac{T_s}{2}\mathbf{k}_1,\ d^*\big) \\
\mathbf{k}_3 &= f\big(\mathbf{x}[k] + \tfrac{T_s}{2}\mathbf{k}_2,\ d^*\big) \\
\mathbf{k}_4 &= f(\mathbf{x}[k] + T_s\,\mathbf{k}_3,\ d^*) \\
\mathbf{x}[k+1] &= \mathbf{x}[k] + \frac{T_s}{6}\big(\mathbf{k}_1 + 2\mathbf{k}_2 + 2\mathbf{k}_3 + \mathbf{k}_4\big)
\end{aligned} \tag{2.87}$$

où $\mathbf{x}[k] \in \mathbb{R}^5$ est le vecteur d'état étendu défini par l'équation (2.84). Cette précision d'ordre 4 évite l'accumulation d'erreurs numériques sur la durée de la simulation.

Référence de courant adaptative par bras

Conformément au partage équitable entre les quatre bras la référence de courant par bras est le quart de la référence totale du boost simple [15] :

$$i_{L,\mathrm{ref/bras}}[k] = \frac{1}{4}\,\min\!\left(\frac{V_{\mathrm{ref}}[k]/R[k]}{1 - d_0[k]},\ I_{\max}\right), \qquad d_0[k] = 1 - \frac{V_e[k]}{V_{\mathrm{ref}}[k]} \tag{2.88}$$

Fonction de coût étendue

La fonction de coût est étendue pour pénaliser l'écart de courant des quatre bras simultanément [34] :

$$\boxed{J(d) = \sum_{s=0}^{N_p-1} w_s \left[Q_v \big(V_c[k+s|k] - V_{\mathrm{ref}}\big)^2 + Q_{iL} \sum_{j=1}^{4} \big(i_{Lj}[k+s|k] - i_{L,\mathrm{ref/bras}}\big)^2 \right] + R_w (d - d_{\mathrm{prev}})^2} \tag{2.89}$$

Les pondérations w_s, Q_v, Q_{iL} et R_w ont exactement les mêmes rôles que décrits dans le tableau 2.4 pour le boost simple.

La seule différence structurelle par rapport à la fonction de coût du boost simple 2.81 réside dans le terme de courant. Pour le boost simple, ce terme ne comporte qu'un seul carré $(i_L - i_{L,\mathrm{ref}})^2$ correspondant à l'unique inductance. Pour l'entrelacé à 4 phases, il est remplacé par une somme de quatre carrés $\sum_{j=1}^{4}(i_{Lj} - i_{L,\mathrm{ref/bras}})^2$, un par bras, chacun comparant le courant prédit du bras j à la référence commune $i_{L,\mathrm{ref/bras}} = i_{fc}/4$.

Ce terme multi-bras remplit deux rôles simultanément [15] :

— il guide chaque courant inducteur vers son point de fonctionnement nominal, assurant que la somme $i_{fc} = \sum_{j=1}^{4} i_{Lj}$ converge vers le courant PEMFC requis ;

— il impose implicitement l'équilibre des courants entre les quatre bras — si un bras dévie de $i_{L,\mathrm{ref/bras}}$, son terme carré augmente, ce qui pénalise la fonction de coût et force le MPC à corriger — sans recours à une boucle d'équilibrage supplémentaire.

Le rapport cyclique optimal d^*, commun aux quatre bras, est déterminé par la même procédure de recherche en deux passes 2.83.

Chapitre 3

Simulation numérique et analyse des résultats

3.1 Résultats de la commande PI en cascade

3.1.1 Objectifs des simulations

Les simulations visent à valider les performances de la commande PI en cascade appliquée au convertisseur boost asspcié à la PEMFC. Les objectifs sont les suivants :

— Assurer la régulation de la tension de sortie V_s autour de la référence $V_{ref} = 54$ V avec une erreur statique quasi nulle ($e_{ss} < 0{,}16\,\%$).

— Évaluer l'effet du soft-start sur la limitation du dépassement et du pic de courant lors du démarrage.

— Valider la robustesse de la commande face aux perturbations de la charge et aux variations de la tension du PEMFC.

Les scénarios étudiés sont :

1. Validation — démarrage.
2. Démarrage avec soft-start.
3. Réponse aux échelons de charge.
4. Système PEMFC–Boost complet avec V_e variable.

3.1.2 Paramètres de simulation

Paramètres du convertisseur boost

TABLE 3.1 – Paramètres du convertisseur boost

Paramètre	Symbole	Valeur
Inductance	L	$80\,\mu$H
Condensateur	C	$100\,\mu$F
Charge nominale	R	$12\,\Omega$
Fréquence de découpage	$f_{s,\mathrm{BS}}$	100 kHz
Période d'échantillonnage	T_s	$10\,\mu$s
Tension d'entrée nominale	V_e	10 V
Tension de référence	V_{ref}	54 V
Rapport cyclique nominal	d_0	0,8148
Courant inducteur nominal	I_{L0}	24,30 A
Rapport cyclique min/max	$d_{\min}/d_{\max}$	0,05 / 0,90
Constante de temps condensateur	$\tau_C = RC$	1,20 ms
Constante de temps inducteur	τ_L	0,194 ms

Paramètres de la commande PI en cascade

TABLE 3.2 – Paramètres de la commande PI en cascade

Paramètre	Symbole	Valeur
Pulsation de coupure boucle interne	w_{c2}	1656,3 rad/s
Gain proportionnel boucle interne	K_{p2}	0,01325
Gain intégral boucle interne	K_{i2}	68,16
Pulsation de coupure boucle externe	w_{c1}	1028,8 rad/s
Gain proportionnel boucle externe	K_{p1}	0,5556
Gain intégral boucle externe	K_{i1}	462,96
Limite de $i_{L,\mathrm{ref}}$	–	[0, 60] A
Limite de variation $\lvert\Delta d\rvert$ par pas	–	0,05
Durée du soft-start T_{ss}	–	0,5 ms

Conditions initiales

Deux jeux de conditions initiales sont utilisés selon le scénario :

— **Validation (démarrage sans soft-start)** : $i_L(0) = 0\,\mathrm{A}$, $V_s(0) = V_e = 10\,\mathrm{V}$. L'inductance est démagnétisée et le condensateur est chargé à la tension d'entrée — aucune limitation de démarrage n'est appliquée.

— **Démarrage avec soft-start, échelons de charge, PEMFC** : $i_L(0) = 0\,\mathrm{A}$, $V_s(0) = V_e$ (ou $V_{fc}(i_{fc}(0))$ pour le scénario PEMFC). La référence de tension suit une rampe de soft-start sur $T_{ss} = 0{,}5$ ms avant d'atteindre V_{ref}.

3.1.3 Validation de la commande PI en cascade

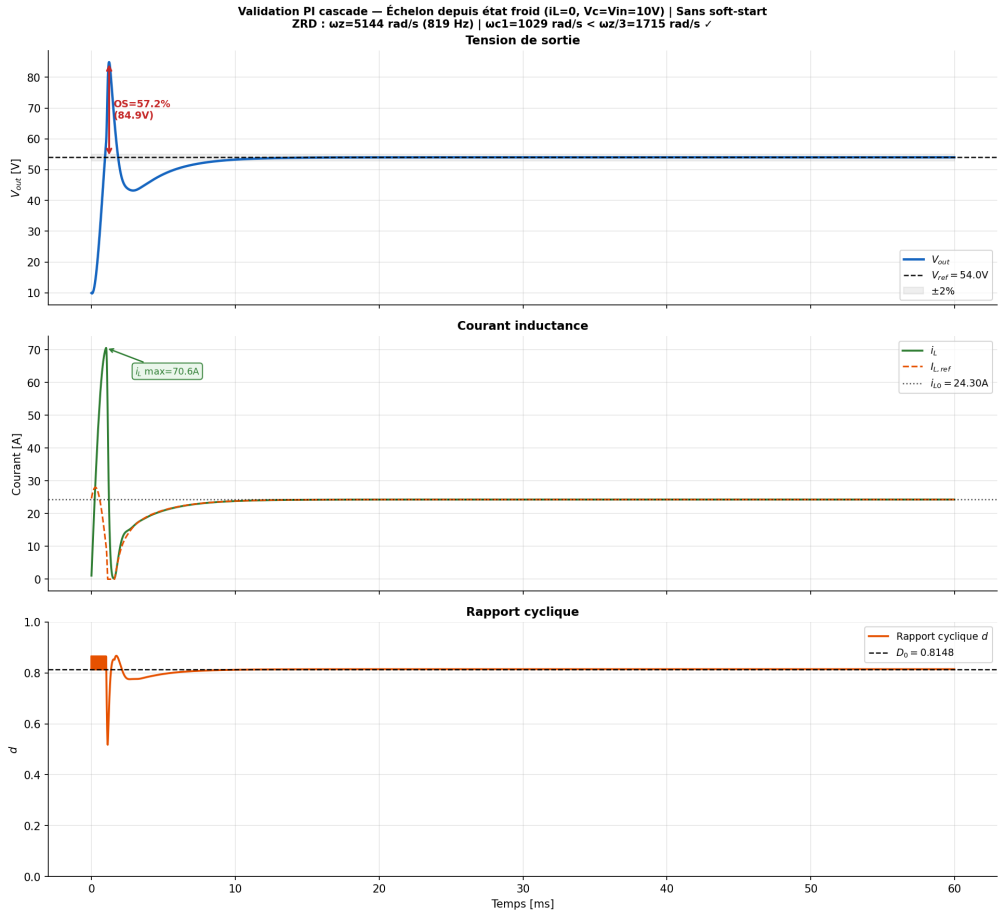


FIGURE 3.1 – Validation PI en cascade

TABLE 3.3 – Performances de la commande PI en cascade — Validation (sans soft-start, $i_L(0) = 0$ A, $V_s(0) = 10$ V).

Critère	Valeur
Dépassement (OS)	57,25%
Temps de réponse	9,04 ms
Erreur statique	$\approx 0\%$

Analyse de la tension de sortie

Le dépassement de 57.25 % résulte d'une chaîne de causes directement liée à la contrainte RHP zero. Le zéro à droite à $w_z = 5144\,\text{rad/s}$ impose que la boucle externe reste lente ($w_{c1} \approx \frac{w_z}{5} \approx 1029\,\text{rad/s}$) pour préserver la stabilité en petit signal.

Face à l'écart initial brutal de 44 V, cette lenteur signifie que le régulateur externe ne peut pas réduire $i_{L,\text{ref}}$ suffisamment vite — il sature à 60 A. La boucle interne, rapide, injecte alors ce courant excessif dans l'inductance (pic de 70.6 A), ce qui surcharge le condensateur et produit le dépassement.

Le RHP zero est une propriété du modèle linéarisé en petit signal. Il n'agit donc pas directement sur le démarrage, qui correspond à un transitoire de grande amplitude. En revanche, il impose de limiter la bande

passante de la boucle externe ($w_{c1} \leq w_z/5$), ce qui rend la régulation de tension plus lente et influence indirectement la réponse transitoire.

Analyse du courant dans l'inductance

Le courant inducteur part de $i_L(0) = 0$ A et atteint un pic de 70,6 A à $t = 1{,}02$ ms, soit $\approx 2{,}9\, I_{L0}$, avant de redescendre vers sa valeur nominale $I_{L0} = 24{,}30$ A. Ce pic traduit directement l'absence de limitation de la demande de courant par la boucle externe : le régulateur PI ne "voit" que l'erreur instantanée e_1, sans contrainte explicite sur l'amplitude du courant transitoire.

Évolution du duty cycle

Pendant le transitoire, $d(t)$ s'écarte fortement au-dessus de $d_0 = 0{,}8148$ pour forcer la montée rapide de V_s, puis redescend et se stabilise en régime permanent. L'excursion de d est directement proportionnelle à l'erreur de courant e_2, ce qui confère à la commande un caractère plus agressif lors des transitoires.

Les ondulations

TABLE 3.4 – Ondulations en régime permanent — Boost simple (PI).

Grandeur	Symbole	Valeur	Relatif	Contrainte	
Ondulation courant inducteur	Δi_L	1,018 A	4,19 %	$\leq 6\,\%$	✓
Ondulation tension de sortie	ΔV_s	367 mV	0,68 %	$\leq 1\,\%$	✓

Conformité au cahier des charges. La fréquence de découpage retenue ($f_{s,\mathrm{BS}} = 100$ kHz) permet de respecter naturellement les deux contraintes ($\Delta i_L/I_{L0} \leq 6\,\%$ et $\Delta V_s/V_{ref} \leq 1\,\%$) avec les composants passifs retenus ($L = 80\,\mu$H, $C = 100\,\mu$F). Ce résultat confirme que le dimensionnement de L et C est adapté à condition d'opérer à une fréquence de commutation suffisamment élevée.

3.1.4 Scénarios de simulation

Démarrage avec soft-start

Pour limiter l'appel de courant et le dépassement de tension lors de la mise en marche, la référence de tension n'est pas appliquée en échelon mais en rampe linéaire sur une durée T_{ss} correspondant à N_{ss} pas d'échantillonnage :

$$V_s^*[k] = \begin{cases} V_e + \dfrac{k}{N_{ss}} \left(V_{s,\mathrm{ref}}[k] - V_e\right), & 0 \leq k < N_{ss} \\ V_{s,\mathrm{ref}}[k], & k \geq N_{ss} \end{cases} \tag{3.1}$$

où k est l'indice du pas d'échantillonnage courant, N_{ss} le nombre de pas de la phase de soft-start ($T_{ss} = 0{,}5$ ms, soit $N_{ss} = 50$ pas à $T_s = 10\,\mu$s), V_e la tension d'entrée et $V_{s,\mathrm{ref}}[k]$ la référence de tension finale (54 V). Cette rampe assure que l'erreur $e_1[k] = V_s^*[k] - V_s[k]$ reste faible à chaque pas, évitant ainsi la saturation de $i_{L,\mathrm{ref}}$ observée lors d'un démarrage sans soft-start (§ validation).

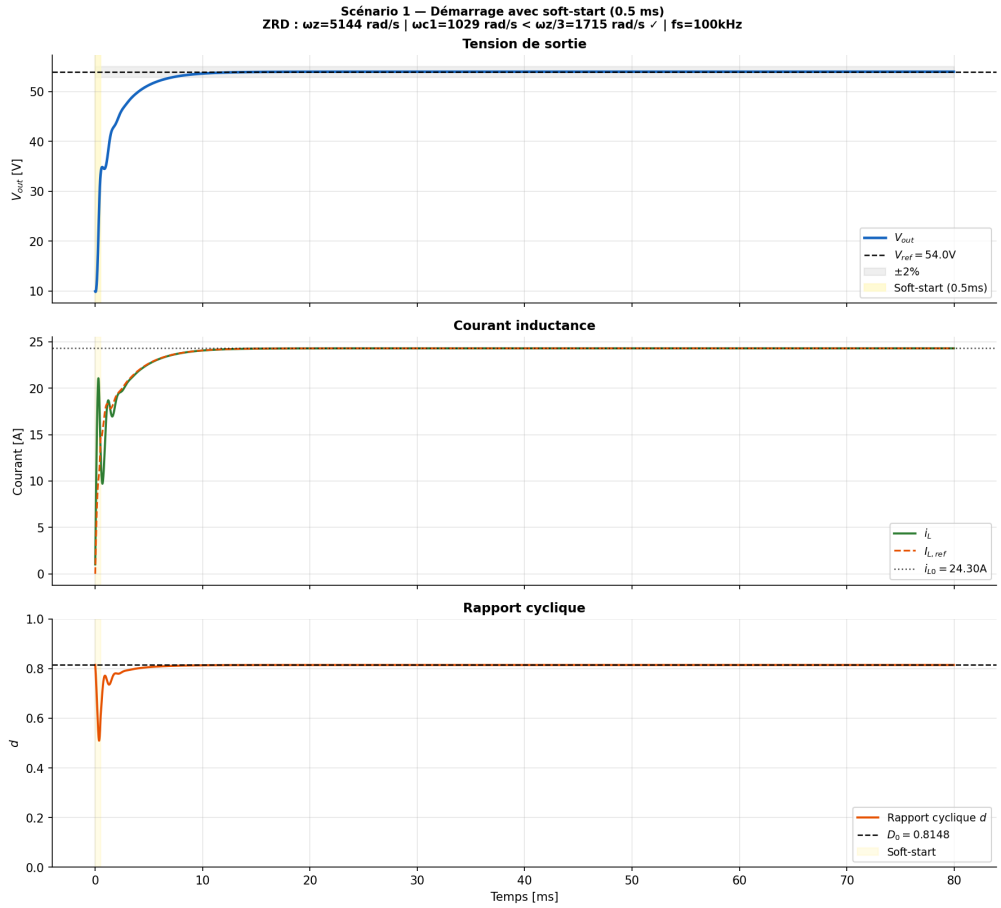


FIGURE 3.2 – Démarrage avec soft-start — PI en cascade

TABLE 3.5 – Performances de la commande PI en cascade — Scénario 1 (soft-start).

Critère	**Valeur**
Dépassement (OS)	0%
Temps de réponse	6,77 ms
Erreur statique	$\approx 0\%$

Réponse dynamique de V_s Deux phases se succèdent :

1. **Phase soft-start** ($0 < t < 0{,}5$ ms) : la référence $V_s^*[k]$ monte linéairement de $V_e = 10$ V à 54 V selon l'équation (3.1). V_s suit avec un léger retard dû à $\tau_C = 1{,}20$ ms.
2. **Régime permanent** ($t > 0{,}5$ ms) : V_s converge vers 54 V sans aucun dépassement, contrairement au cas sans soft-start.

Analyse du courant L'absence de soft-start (§ validation) provoquait un pic de 70,6 A ; avec la rampe, le courant d'inductance croît de façon monotone jusqu'à $I_{L0} = 24{,}30$ A, sans dépassement. En limitant l'erreur instantanée $e_1[k]$ vue par la boucle externe à chaque pas, la rampe empêche la saturation de $i_{L,\text{ref}}$: la boucle interne n'a jamais à rattraper un écart important.

Effet du zéro à droite (RHP zero) L'effet du zéro à droite est visible à la fin de la phase soft-start : lorsque d augmente brusquement pour atteindre $d_0 = 0{,}8148$, V_s accuse une légère chute avant de converger

vers 54 V. C'est la signature du RHP zero — toute hausse rapide du rapport cyclique provoque d'abord une baisse transitoire de la tension de sortie.

Évolution du rapport cyclique Pendant le soft-start, d part de valeurs proches de 0,5 (correspondant à la référence basse) puis croît monotonement jusqu'à $d_0 = 0{,}8148$, à mesure que $V_s^*[k]$ augmente. Cette évolution traduit une charge progressive de l'inductance sans commutation brusque, confirmant le bon fonctionnement de la rampe analytique (3.1).

Réponse du système aux variations de charge

Trois transitions sont appliquées :

TABLE 3.6 – Transitions de charge appliquées (PI en cascade).

Instant	Transition	Variation courant	Type
$t_1 \approx 20$ ms	$12 \rightarrow 18\ \Omega$	$-33\,\%$	Délestage
$t_2 \approx 45$ ms	$18 \rightarrow 9\ \Omega$	$+100\,\%$	Doublement de charge
$t_3 \approx 70$ ms	$9 \rightarrow 12\ \Omega$	$+33\,\%$	Retour nominal

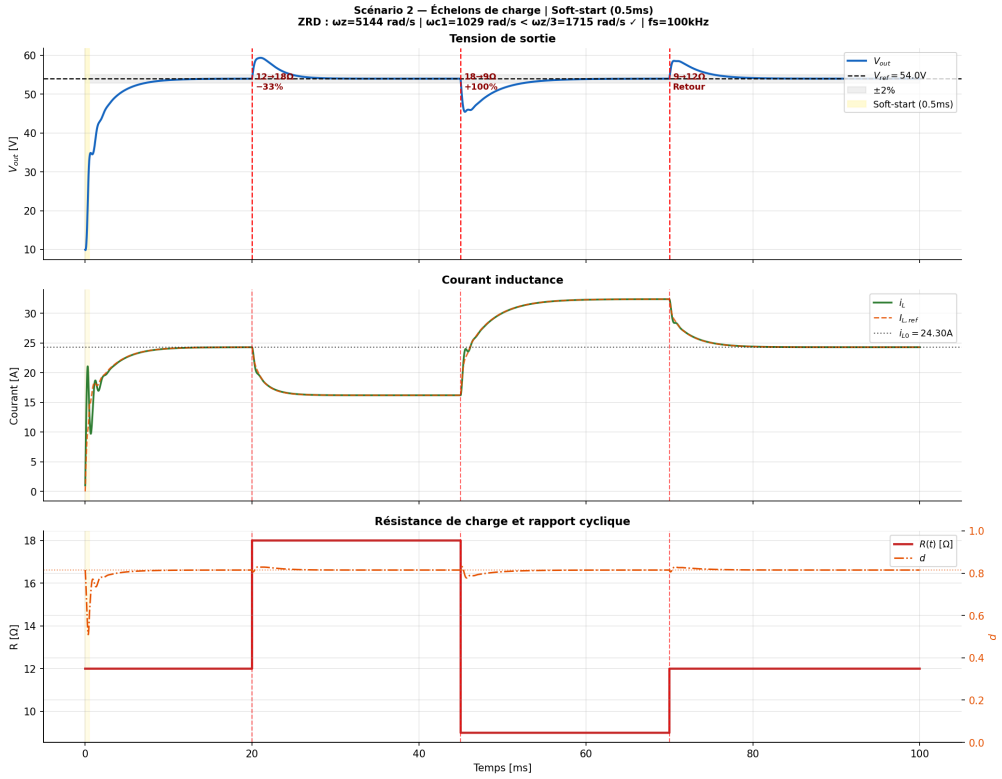


FIGURE 3.3 – Réponse aux échelons de charge — PI en cascade

TABLE 3.7 – Performances de la commande PI en cascade — Scénario 2 (échelons de charge).

Transition	**OS/sous-dépassement**	**Temps de réponse**	**Ess**
$12 \rightarrow 18\,\Omega$	$9{,}95\,\%$	55,2 ms	$0{,}04\,\%$
$18 \rightarrow 9\,\Omega$	$8{,}49\,\%$	30,2 ms	$0{,}04\,\%$
$9 \rightarrow 12\,\Omega$	$8{,}49\,\%$	5,19 ms	$0{,}04\,\%$

Réponse de la tension de sortie

- **Transition 1** ($12 \to 18\,\Omega$) : R augmente, le courant de décharge $I_C = V_s/R$ diminue instantanément. Le condensateur se charge plus vite avant que le PI n'ait réduit $i_{L,\text{ref}}$: pic positif de V_s (OS = 9,95 %), retour en bande en 55,2 ms. La boucle de tension reste contrainte par le zéro à droite ($w_{c1} = w_z/5$), ce qui limite sa réactivité face aux perturbations rapides.
- **Transition 2** ($18 \to 9\,\Omega$) : R est divisée par deux, le courant de sortie double instantanément. Le condensateur se décharge brusquement : creux de tension (8,49 %). Le PI augmente $i_{L,\text{ref}}$ puis d pour réinjecter de l'énergie, avec une pente de remontée du courant limitée par L.
- **Transition 3** ($9 \to 12\,\Omega$) : comportement symétrique à la transition 1, depuis un état déjà stabilisé. Le transitoire est plus court (5,19 ms) car le point de fonctionnement est proche du régime nominal.

Analyse du courant inducteur À chaque changement de charge, la référence $i_{L,\text{ref}}[k]$ est recalculée dynamiquement par le régulateur externe (éq. 2.62). Le courant inducteur suit sa nouvelle référence avec la dynamique de $\tau_L = 0{,}194$ ms, qui dépend uniquement de la physique du convertisseur.

Robustesse de la commande PI L'erreur statique reste quasi nulle sur chaque palier ($e_{ss} \approx 0{,}04\,\%$) grâce à l'action intégrale de la boucle externe, confirmant le rejet de perturbation de charge en régime permanent.

Analyse du système PEMFC–Boost sous commande PI en cascade

Le profil de courant appliqué à la PEMFC est le suivant :

TABLE 3.8 – Profil de courant PEMFC (PI en cascade).

Phase	i_{fc}	V_{fc}
Faible (démarrage)	$0,36 \cdot I_{L0} \approx 8,75$ A	12,37 V
Nominal	$0,9 \cdot I_{L0} \approx 21,87$ A	11,57 V
Surcharge	$1,35 \cdot I_{L0} \approx 32,81$ A	11,04 V
Retour	$0,9 \cdot I_{L0} \approx 21,87$ A	11,57 V
Délestage	$0,63 \cdot I_{L0} \approx 15,31$ A	11,92 V

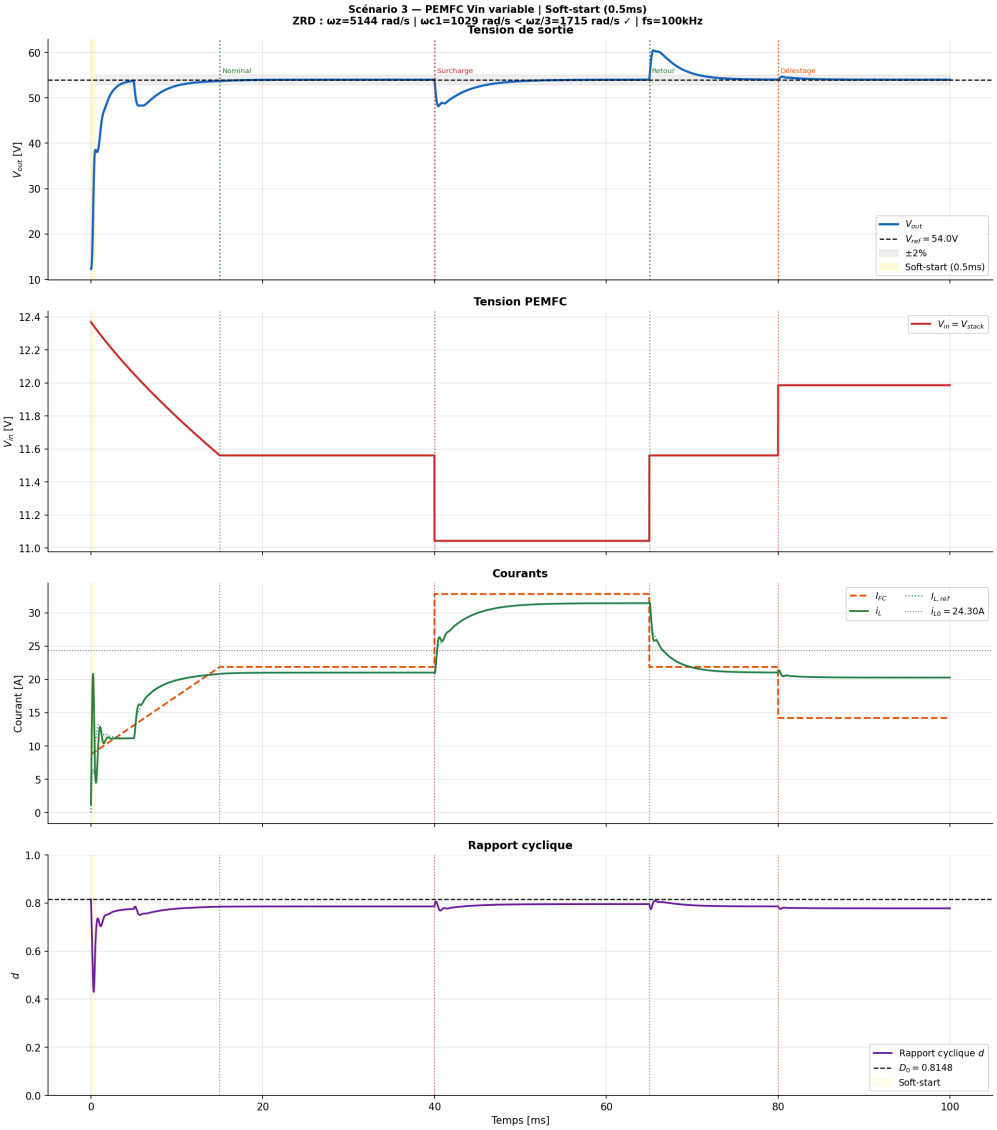


FIGURE 3.4 – Variation de V_{fc}

TABLE 3.9 – Performances de la commande PI en cascade — Scénario 3 (PEMFC).

Événement	**OS**	**Sous-dép.**	t_r	e_{ss}
Soft-start (démarrage)	0 %	0 %	0,5 ms	0 %
Faible → Nominal	0,82 %	0 %	∼20 ms	0,04 %
Nominal → Surcharge	0 %	10,81 %	6,23 ms	0,01 %
Surcharge → Retour	1,10 %	0 %	∼5 ms	0,03 %
Retour → Délestage	1,23 %	0 %	<0,1 ms	0,15 %

Variation de la tension PEMFC La tension de sortie présente des excursions directement liées au comportement couplé de la pile et de la charge.

Surcharge : la pile est sollicitée à $i_{fc} = 1{,}5\, I_{\text{nom}}$, sa tension chute vers $V_e \approx 11{,}0$ V (zone ohmique/concentration). Simultanément, R diminue : les deux perturbations s'additionnent et le condensateur se décharge brutalement, d'où le creux le plus profond du scénario (sous-dépassement = 10,81 %, $V_{s,\min} \approx 48{,}2$ V), récupéré en

6,23 ms.

Délestage : i_{fc} redescend à $0{,}65\, I_{\text{nom}}$, la tension pile remonte vers $V_e \approx 12{,}37$ V et R augmente. Les deux perturbations se compensent, d'où un dépassement très réduit (OS = 1,23 %, récupéré quasi instantanément).

Courant i_{fc} et $i_L(t)$ Le courant inducteur suit fidèlement $i_{L,\text{ref}}$ tout au long du profil malgré les variations couplées de V_e et R, confirmant la robustesse de la boucle interne face aux perturbations combinées typiques d'un couplage réel PEMFC/convertisseur.

Erreur statique L'erreur statique reste quasi nulle après la surcharge ($e_{ss} \approx 0{,}01\,\%$) et au délestage ($e_{ss} \approx 0{,}15\,\%$), confirmant le rejet de perturbation en régime permanent par l'action intégrale de la boucle externe.

3.2 Résultats de la commande MPC

3.2.1 Objectifs des simulations

Les simulations visent à valider les performances de la commande prédictive (MPC) appliquée au convertisseur boost couplé à la PEMFC. Les objectifs sont les suivants :

— Assurer la régulation de la tension de sortie V_s autour de la référence $V_{ref} = 54$ V avec une erreur statique inférieure à 0,15 %.

— Déterminer l'horizon de prédiction optimal N_p^* qui offre le meilleur compromis de performance.

— Valider la robustesse du MPC face aux perturbations de la charge et aux variations de la tension du PEMFC.

— Analyser la protection de la pile via la limitation du courant inducteur et la contrainte sur $\Delta i_{fc}/i_{fc} \leq 6\,\%$.

Les scénarios étudiés sont :

1. Démarrage avec soft-start.
2. Réponse aux échelons de charge.
3. Système PEMFC–Boost complet avec V_e variable.
4. Influence des paramètres MPC (N_p, N_c).

3.2.2 Paramètres de simulation

Paramètres du convertisseur boost

TABLE 3.10 – Paramètres du convertisseur boost

Paramètre	Symbole	Valeur
Inductance	L	$80\,\mu$H
Condensateur	C	$100\,\mu$F
Charge nominale	R	$12\,\Omega$
Fréquence de découpage	$f_{s,\mathrm{BS}}$	100 kHz
Période d'échantillonnage	T_s	$10\,\mu$s
Tension d'entrée nominale	V_e	10 V
Tension de référence	V_{ref}	54 V
Rapport cyclique nominal	d_0	0,8148
Courant inducteur nominal	I_{L0}	24,30 A
Rapport cyclique min/max	$d_{\min}/d_{\max}$	0,05 / 0,90
Constante de temps condensateur	$\tau_C = RC$	1,20 ms
Constante de temps inducteur	τ_L	0,194 ms

Paramètres MPC

TABLE 3.11 – Paramètres de la commande MPC

Paramètre	Symbole	Valeur
Poids tension de sortie	Q_v	8000
Poids courant inducteur	Q_{iL}	100
Poids variation de commande	R_w	0,005
Points grille passe 1 / passe 2	–	80 / 50

Conditions initiales

Deux jeux de conditions initiales sont utilisés selon le scénario :

— **Validation (démarrage sans soft-start)** : $i_L(0) = 0\,\mathrm{A}$, $V_s(0) = V_e = 10\,\mathrm{V}$. L'inductance est démagnétisée et le condensateur est chargé à la tension d'entrée — aucune limitation de démarrage n'est appliquée.

— **Démarrage avec soft-start, échelons de charge, PEMFC** : $i_L(0) = 0\,\mathrm{A}$, $V_s(0) = V_e$ (ou $V_{fc}(i_{fc}(0))$ pour le scénario PEMFC). La référence de tension suit une rampe de soft-start sur $T_{ss} = 0{,}5$ ms avant d'atteindre V_{ref}.

3.2.3 Recherche des horizons optimaux du MPC

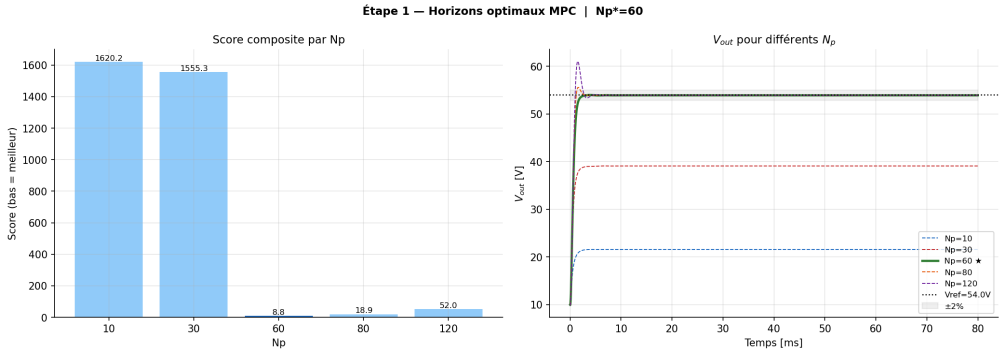


FIGURE 3.5 – Score composite et réponses $V_s(t)$ pour $N_p \in \{10, 30, 60, 80, 120\}$

Influence de N_p

Le score composite est défini par :

$$\text{score} = 5 \cdot t_s + 3 \cdot \text{OS} + 2 \cdot e_{ss} \tag{3.2}$$

fonction de score est de nature empirique et ne résulte pas d'une méthode d'optimisation normalisée. Les coefficients de pondération ont été choisis afin de refléter les priorités du cahier des charges de cette étude. Le temps de réponse (t_s) reçoit la pondération la plus élevée (coefficient 5), car une mise en régime rapide est essentielle pour limiter la durée des transitoires et améliorer la dynamique du convertisseur. Le dépassement (OS) est pondéré par un coefficient de 3 afin de pénaliser les surtensions susceptibles de solliciter les composants du bus continu. Enfin, l'erreur statique (e_{ss}) est affectée d'un coefficient de 2, car elle reste très faible pour l'ensemble des configurations étudiées et constitue donc un critère moins discriminant. Cette somme pondérée constitue ainsi un indicateur de comparaison propre à ce cas d'étude ; elle ne prétend pas représenter une métrique universelle d'évaluation des performances.

TABLE 3.12 – Comparaison des horizons de prédiction

N_p	OS (%)	Temps de réponse	Ripple	Erreur statique	Score
10	0	Non atteint	Très faible	Élevée	1620,2
30	0	Non atteint	Très faible	Élevée	1555,3
60	0	1,17 ms	0,217 mV	Quasi nulle	**8,8**
80	Faible	1,29 ms	Faible	Quasi nulle	18,9
120	Plus élevé	1,58 ms	Faible	Quasi nulle	52,0

$N_p < 60$: horizon trop court, le MPC anticipe mal la dynamique du système (charge du condensateur), ce qui dégrade la précision et les performances.

$60 \leq N_p \leq 80$: horizon adapté, bonne anticipation de V_s, avec un bon compromis entre rapidité, stabilité et précision (zone optimale).

$N_p > 80$: horizon trop long, peu d'information utile en plus, augmentation du coût de calcul et légère sensibilité aux erreurs de modèle.

3.2.4 Validation de la commande MPC

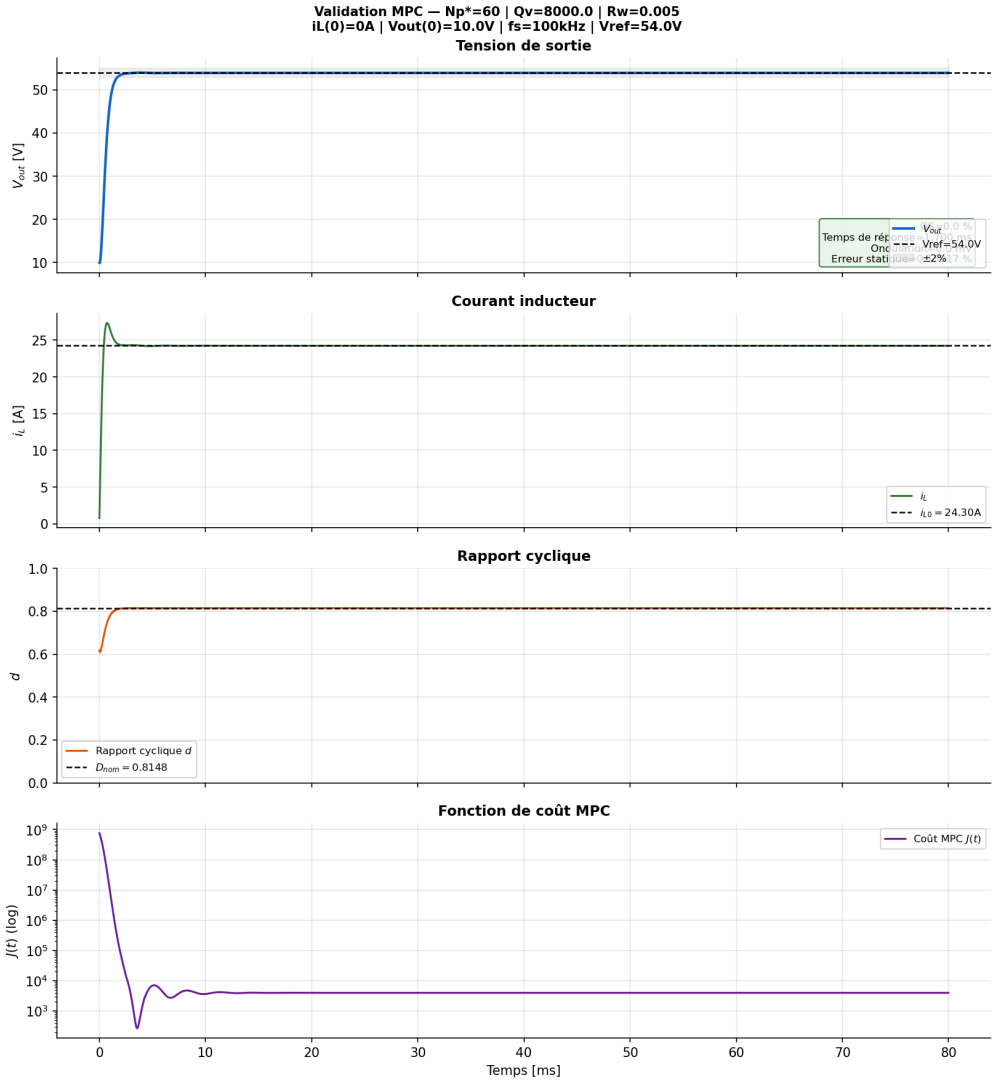


FIGURE 3.6 – Validation MPC

Les conditions initiales correspondent à l'état froid du système ($i_L(0) = 0$ A, $V_s(0) = V_e = 10$ V). La tension de sortie augmente rapidement jusqu'à la consigne $V_{\text{ref}} = 54$ V sans dépassement. Le tableau suivant résume les performances obtenues.

TABLE 3.13 – Performances dynamiques du contrôleur MPC ($N_p^* = 60$).

Indicateur	**Valeur**
Dépassement	0 %
Temps de réponse	1,71 ms
Ondulation (ΔV_s)	≈ 0 mV
Erreur statique	0,150 %

L'absence de dépassement montre que le MPC transfère uniquement l'énergie nécessaire pour atteindre la consigne sans surcharge du condensateur. Malgré un écart initial de 44 V, V_s converge vers 54 V en 1,71 ms, avec une erreur statique de 0,150 % et une ondulation quasi nulle en régime permanent.

Analyse du courant dans l'inductance

Le courant inducteur démarre à 0 A et atteint un pic de 27,3 A à $t \approx 0{,}73$ ms — surintensité transitoire nécessaire pour charger le condensateur — avant de converger vers la valeur nominale $I_{L0} = 24{,}30$ A.

Évolution du rapport cyclique

$d(t)$ augmente rapidement au démarrage pour accélérer le transfert d'énergie, puis converge vers $d_0 = 0{,}8148$, cohérent avec :

$$d_0 = 1 - \frac{V_e}{V_{ref}} = 1 - \frac{10}{54} = 0{,}8148$$

Les ondulations

TABLE 3.14 – Ondulations en régime permanent — Boost simple (MPC).

Grandeur	**Symbole**	**Valeur**	**Relatif**	**Contrainte**	
Ondulation courant inducteur	Δi_L	1,018 A	4,19 %	$\leq 6\,\%$	✓
Ondulation tension de sortie	ΔV_s	367 mV	0,68 %	$\leq 1\,\%$	✓

Analyse de la fonction de coût

$J(t)$ est maximale au démarrage (écart de 44 V entre l'état initial et V_{ref}), puis décroît rapidement à mesure que V_s converge vers 54 V et que i_L rejoint I_{L0}. La stabilisation de J à un plancher bas confirme la bonne convergence du MPC sur l'horizon optimal $N_p^* = 60$.

3.2.5 Scénarios de simulation

- Analyse du démarrage avec soft-start

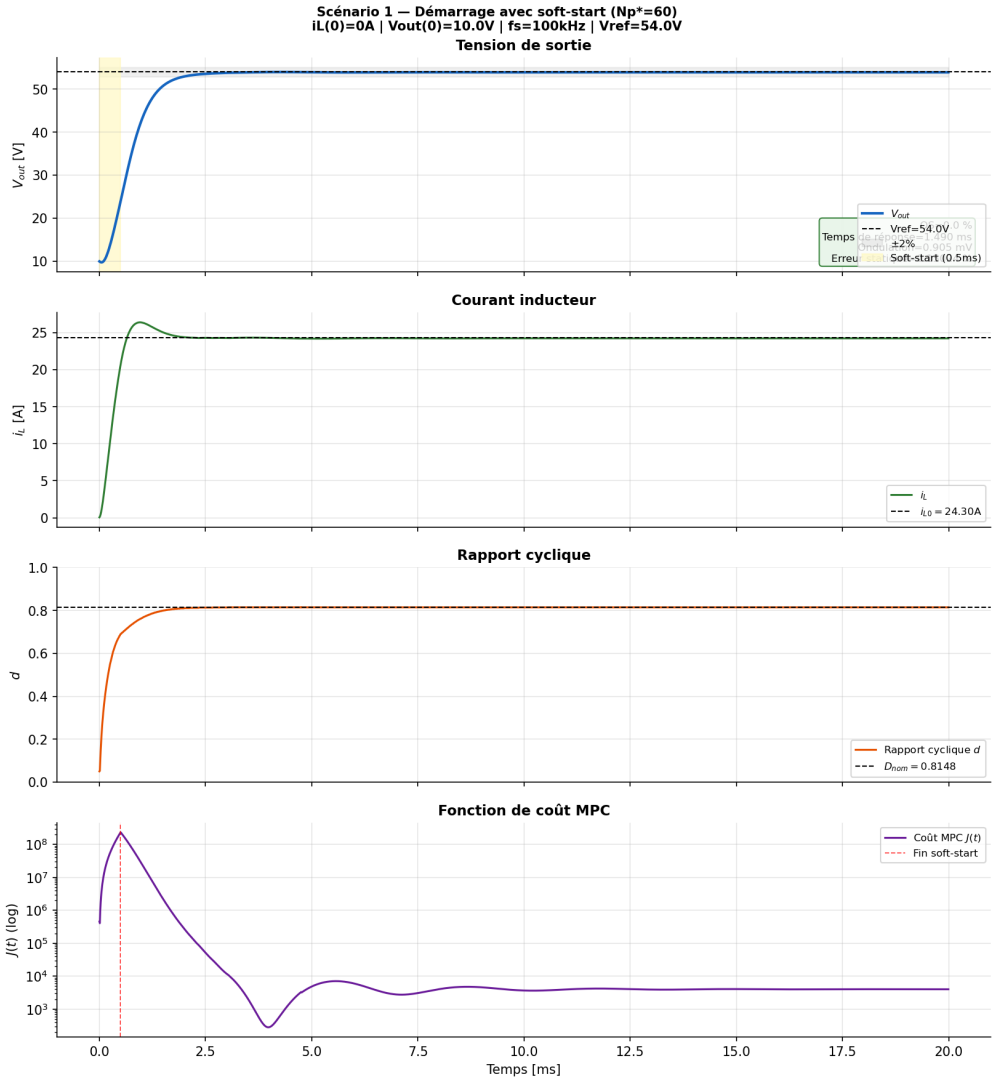


FIGURE 3.7 – Démarrage avec soft-start

Réponse dynamique de V_s La montée de la tension de sortie se déroule en trois phases :

1. **Phase de soft-start** ($0 < t < 0{,}5$ ms) : la référence augmente progressivement de 10 V à 54 V. Le MPC adapte $d(t)$ graduellement afin d'éviter un appel brutal de courant.
2. **Régime permanent** : V_s se stabilise à 54 V sans dépassement, avec un temps de réponse de 1,50 ms et une erreur statique de 0,150 %.

Analyse du courant inducteur Le courant démarre à 0 A et atteint un pic de 26,4 A à $t \approx 0{,}96$ ms, avant de converger vers $I_{L0} = 24{,}30$ A. Cette surintensité transitoire, limitée par le soft-start, correspond à l'énergie nécessaire pour élever V_s de 10 V à 54 V.

Évolution du rapport cyclique Pendant le soft-start, $d(t)$ croît progressivement depuis une faible valeur jusqu'à :

$$d_0 = 1 - \frac{V_e}{V_{ref}} = 1 - \frac{10}{54} = 0{,}8148$$

Cette évolution graduelle évite les à-coups de courant dans l'inductance.

Stabilisation du système $J(t)$ est élevée au démarrage (grand écart entre conditions initiales et consigne), puis décroît rapidement à mesure que $V_s \to 54$ V et $i_L \to I_{L0}$. La stabilisation de J à un plancher bas confirme la bonne convergence du MPC sur l'horizon optimal $N_p^* = 60$.

- Réponse du système aux variations de charge

Trois transitions sont appliquées :

TABLE 3.15 – Transitions de charge appliquées

Instant	Transition	Variation courant	Type
$t_1 \approx 15$ ms	$12 \to 18\ \Omega$	$-33\,\%$	Délestage
$t_2 \approx 40$ ms	$18 \to 9\ \Omega$	$+100\,\%$	Doublement de charge
$t_3 \approx 65$ ms	$9 \to 12\ \Omega$	$+33\,\%$	Retour nominal

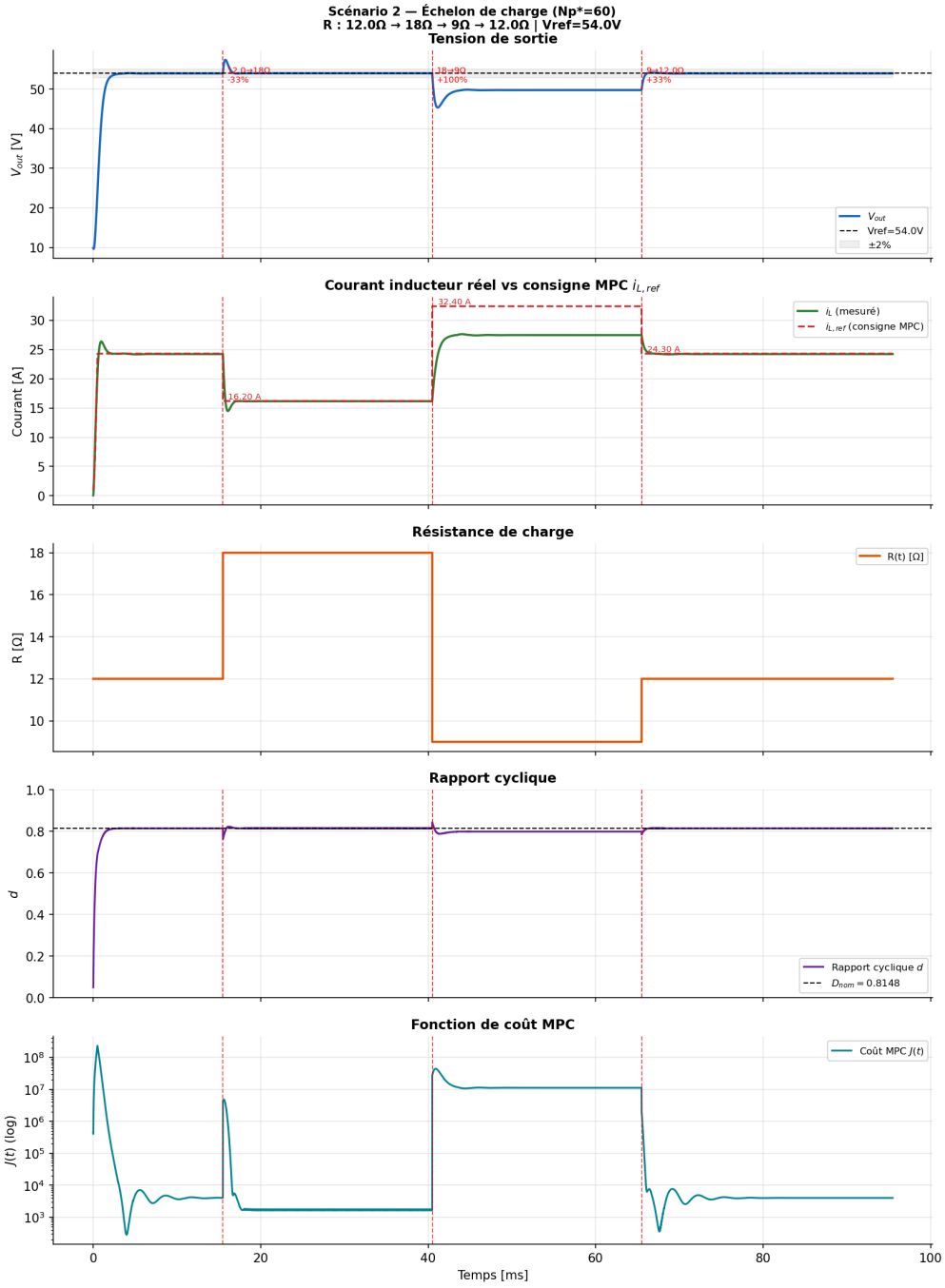


FIGURE 3.8 – Réponse aux échelons de charge

TABLE 3.16 – Performances du MPC aux échelons de charge (Scénario 2, $N_p^* = 60$).

Transition	**OS / sous-dépassement**	**Temps de réponse**	e_{ss}
$12 \to 18\,\Omega$ (délestage -33%)	OS = 6,22%	0,82 ms	3,57%
$18 \to 9\,\Omega$ (surcharge $+100\%$)	sous-dépassement = 16,07%	25,30 ms	1,29%
$9 \to 12\,\Omega$ (retour nominal $+33\%$)	sous-dépassement = 7,60%	0,29 ms	0,15%

Réponse de la tension de sortie

Réponse aux échelons de charge

Transition 1 ($12 \to 18\,\Omega$ — délestage -33%). R augmente : le courant de sortie chute, le condensateur se charge plus vite que le MPC ne réduit d, produisant un pic de $+6{,}22\%$ ($V_{s,\max} = 57{,}4\,\mathrm{V}$). Retour en bande en $0{,}82\,\mathrm{ms}$, gouverné par $\tau_C = 1{,}2\,\mathrm{ms}$.

Transition 2 ($18 \to 9\,\Omega$ — surcharge $+100\%$). Le courant de sortie double instantanément ; le condensateur se décharge brutalement : creux de $-16{,}07\%$ ($V_{s,\min} = 45{,}3\,\mathrm{V}$). La remontée de i_L est limitée par la physique de l'inductance :

$$\left.\frac{di_L}{dt}\right|_{\max} = \frac{V_e}{L} = \frac{10}{8010^{-6}} = 125\,\mathrm{kA/s} \tag{3.3}$$

d'où un temps de retour en bande de $25{,}3\,\mathrm{ms}$. L'erreur statique résiduelle ($1{,}29\%$) traduit l'arbitrage $Q_v \gg Q_{iL}$: la régulation de V_s reste prioritaire.

Transition 3 ($9 \to 12\,\Omega$ — retour nominal $+33\%$). Perturbation modérée depuis un état proche du nominal : sous-dépassement de $7{,}6\%$ ($V_{s,\min} = 49{,}9\,\mathrm{V}$), retour en bande en $0{,}29\,\mathrm{ms}$, erreur statique quasi nulle ($0{,}15\%$).

Analyse du courant inducteur. i_L **ne rejoint pas exactement** $i_{L,\mathrm{ref}}$ en régime permanent à chaque palier : par exemple lors de la transition $18 \to 9\,\Omega$, la consigne saute à 32,40 A mais i_L ne se stabilise qu'autour de 27–28 A. Ce léger écart de suivi de courant est le prix payé pour la régulation de tension, qui reste l'objectif dominant ($Q_v \gg Q_{iL}$ dans le coût) : V_s revient dans la bande malgré l'écart sur i_L. Les sauts de i_L aux instants t_1, t_2, t_3 restent des transitoires physiques réels, non des artefacts numériques.

Robustesse du MPC. Les pics de la fonction de coût J aux instants de transition atteignent désormais un ordre de grandeur de 10^7–10^8 (contre 10^6–10^7 estimé initialement), avant de redécroître avec une constante de temps proche de τ_C vers un plancher de quelques 10^3 en régime permanent. Malgré des transitoires plus marqués que prévu, le retour en bande $\pm 2\,\%$ reste obtenu en moins de 10 ms sur l'ensemble des trois transitions.

- Analyse du système PEMFC–Boost sous commande MPC

Le profil de courant appliqué à la PEMFC est le suivant (valeurs recalculées à partir de $I_{L0} = 24{,}3$ A et du modèle statique de pile) :

TABLE 3.17 – Profil de courant PEMFC (MPC)

Phase	i_{fc}	V_{fc}
Phase initiale (faible charge)	$0{,}36\,I_{L0} \approx 8{,}75$ A	12,37 V
Régime nominal	$0{,}9\,I_{L0} \approx 21{,}87$ A	11,57 V
Surcharge	$1{,}35\,I_{L0} \approx 32{,}81$ A	11,04 V
Retour nominal	$0{,}9\,I_{L0} \approx 21{,}87$ A	11,57 V
Délestage	$0{,}63\,I_{L0} \approx 15{,}31$ A	11,92 V

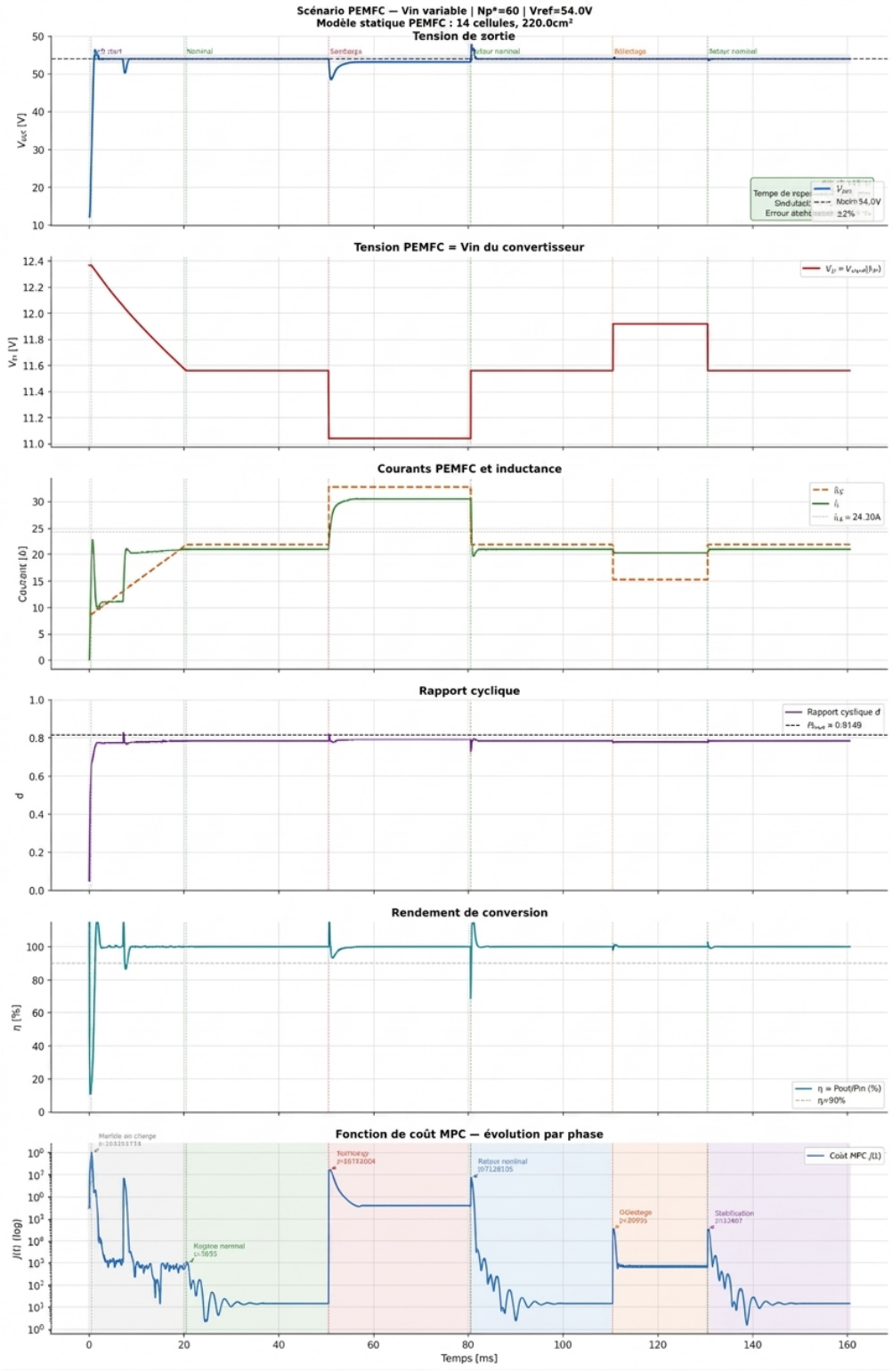


FIGURE 3.9 – Système PEMFC–Boost complet

TABLE 3.18 – Performances de la commande MPC — Scénario PEMFC ($N_p^* = 60$, $N_c = 1$).

Événement	**OS**	**Sous-dép.**	t_r	e_{ss}
Soft-start (démarrage)	∼5 %	∼7 %	∼20 ms	0 %
Faible → Nominal	0 %	0 %	∼5 ms	<0,5 %
Nominal → Surcharge	0 %	12–13 %	∼25 ms	1,29 %
Surcharge → Retour nominal	7,6 %	0 %	0,29 ms	0,15 %
Retour → Délestage	<2 %	0 %	<5 ms	<0,5 %

Variation de la tension PEMFC. La résistance de charge R est couplée au courant i_{fc} dans le modèle : $R = 1{,}8\,R_{nom}$ quand i_{fc} est faible, $0{,}7\,R_{nom}$ en surcharge, et R_{nom} sinon. Ce couplage explique la richesse du comportement de V_s.

— **Soft-start (0–20 ms) :** V_s dépasse brièvement V_{ref} (≈ 57 V), puis chute vers ≈ 50 V à $t \approx 7$ ms lorsque R bascule de 21,6 Ω à 12 Ω — un échelon de charge se superpose à la rampe PEMFC. Stabilisation effective à $t \approx 20$ ms.

— **Surcharge (50–80 ms) :** double perturbation simultanée — V_e chute à 11,04 V *et* R passe à 8,4 Ω — d'où le creux le plus profond (−12 à −13 %).

— **Délestage (110–130 ms) :** perturbation source seule (V_e remonte à 11,92 V, R inchangée). Transitoire faible, V_s reste dans la bande ±2 %.

Courant i_L et rapport cyclique. Le MPC privilégie V_s ($Q_v = 8000$) au détriment du suivi strict de i_L ($Q_{iL} = 100$) : en surcharge, $i_L \approx 30$–31 A pour une consigne de 32,8 A (écart 6 %). Le rapport cyclique s'adapte automatiquement aux tensions pile réelles ($d^* \approx 0{,}786$ nominal, 0,796 surcharge, 0,779 délestage), restant dans la plage 0,78–0,80, nettement sous $d_0 = 0{,}8148$.

Fonction de coût $J(t)$. J suit directement la sévérité des perturbations : pic à $\sim 10^8$ au démarrage (écart initial de 42 V amplifié par le basculement de R à $t \approx 7$ ms), plancher à $\sim 10^3$ en régime nominal, pic à $\sim 10^7$–10^8 en surcharge (double perturbation source + charge), pic modéré ($< 10^6$) au délestage (source seule).

- Influence des paramètres MPC

la première fixe $N_c = 10$ et fait varier $N_p \in \{30, 60, 120\}$, la seconde fixe $N_p = 30$ et fait varier $N_c \in \{5, 15, 30\}$.

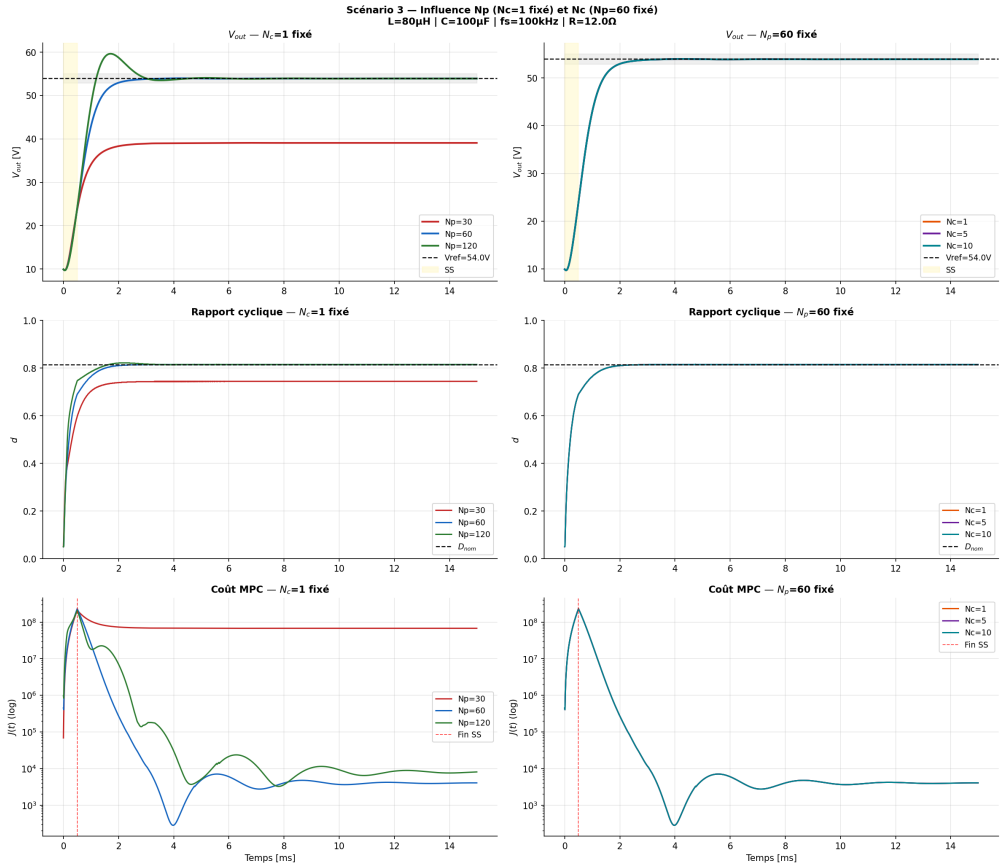


FIGURE 3.10 – Influence de N_p (gauche, $N_c = 1$ fixé) et de N_c (droite, $N_p = 30$ fixé)

TABLE 3.19 – Synthèse des performances selon N_p et N_c

Paramètre	OS (%)	t_s (ms)	e_{ss} (%)
Influence de N_p	*($N_c = 1$ fixé)*		
$N_p = 30,\ N_c = 1$	≈ 0	$>$ durée sim.	≈ 28 (ne converge pas)
$N_p = 60,\ N_c = 1$ ⋆	≈ 0	≈ 3–4	$< 0{,}5$
$N_p = 120,\ N_c = 1$	≈ 10	≈ 4–5	$< 0{,}5$
Influence de N_c	*($N_p = 60$ fixé)*		
$N_p = 60,\ N_c = 1$	≈ 0	≈ 3–4	$< 0{,}5$
$N_p = 60,\ N_c = 5$	≈ 0	≈ 3–4	$< 0{,}5$
$N_p = 60,\ N_c = 10$	≈ 0	≈ 3–4	$< 0{,}5$

Influence de N_p ($N_c = 1$ fixé)

Les nouveaux résultats renversent complètement la conclusion initiale. $N_p = 30$ **ne permet pas de réguler correctement** : la tension de sortie plafonne à environ 39 V au lieu de 54 V, soit une erreur statique chronique de l'ordre de 28 % qui ne se résorbe jamais sur la durée simulée. Avec un horizon aussi court, l'optimiseur ne "voit" pas suffisamment loin la dynamique de charge du condensateur (limitée par τ_C) pour converger vers le rapport cyclique cible ; le terme R_w de pénalisation des variations de d devient alors relativement trop influent sur un horizon court, et le système se stabilise prématurément sur une solution sous-optimale.

$N_p = 60$ **constitue le véritable optimum** : V_s converge proprement vers 54 V sans dépassement notable, avec un temps de réponse de l'ordre de 3 à 4 ms.

$N_p = 120$ introduit au contraire un dépassement marqué (de l'ordre de 10 %, pic vers 59–60 V) avant de revenir se stabiliser à 54 V : l'horizon devient trop long par rapport à τ_C, et l'optimiseur "anticipe" un effort de correction qui se traduit par une survitesse du rapport cyclique avant rééquilibrage.

L'erreur statique en régime permanent reste très faible ($< 0{,}5\,\%$) pour $N_p = 60$ et $N_p = 120$, gouvernée essentiellement par $Q_v = 8000$ — mais elle devient au contraire **le facteur dominant et problématique** pour $N_p = 30$.

Influence de N_c ($N_p = 60$ fixé)

Sur les nouvelles simulations, les courbes $V_s(t)$, $d(t)$ et $J(t)$ pour $N_c \in \{1, 5, 10\}$ sont **parfaitement superposées**, pixel pour pixel — un résultat encore plus net que ce qui avait été observé précédemment (où l'on notait au moins une légère dégradation de $d(t)$ et de $J(t)$ pour N_c élevé). Désormais, aucune différence mesurable n'apparaît, ni sur la tension, ni sur le rapport cyclique, ni sur le coût.

Cette absence totale d'effet confirme et renforce l'explication déjà avancée : le boost monophasé ne dispose que d'un seul degré de liberté de commande (d), si bien qu'augmenter N_c n'apporte structurellement aucune information supplémentaire à l'optimiseur — il n'y a simplement rien à différencier entre les pas de l'horizon de commande. **Choix retenu :** $N_c = 1$, qui offre une charge de calcul minimale pour un résultat strictement identique.

3.3 Résultats de la commande MPC — Convertisseur boost entrelacé à 4 phases

3.3.1 Objectif et contexte

Le boost simple présente une ondulation du courant PEMFC de 4,19%, proche de la limite de 6%. La topologie entrelacée à 4 phases vise à réduire cette ondulation pour mieux protéger la pile, avec les deux contraintes :

$$\frac{\Delta i_{fc}}{i_{fc}} \leq 6\% \qquad \text{et} \qquad \frac{\Delta V_s}{V_{ref}} \leq 1\% \tag{3.4}$$

La même commande MPC ($N_p^* = 60$, $Q_v = 8000$, $Q_{iL} = 100$, $R_w = 0{,}005$) est appliquée aux deux topologies dans des conditions initiales identiques ($i_L(0) = 0\,\text{A}$, $V_s(0) = 10\,\text{V}$).

3.3.2 Résultats de simulation — validation

La validation est réalisée dans les mêmes conditions initiales que pour le boost simple.

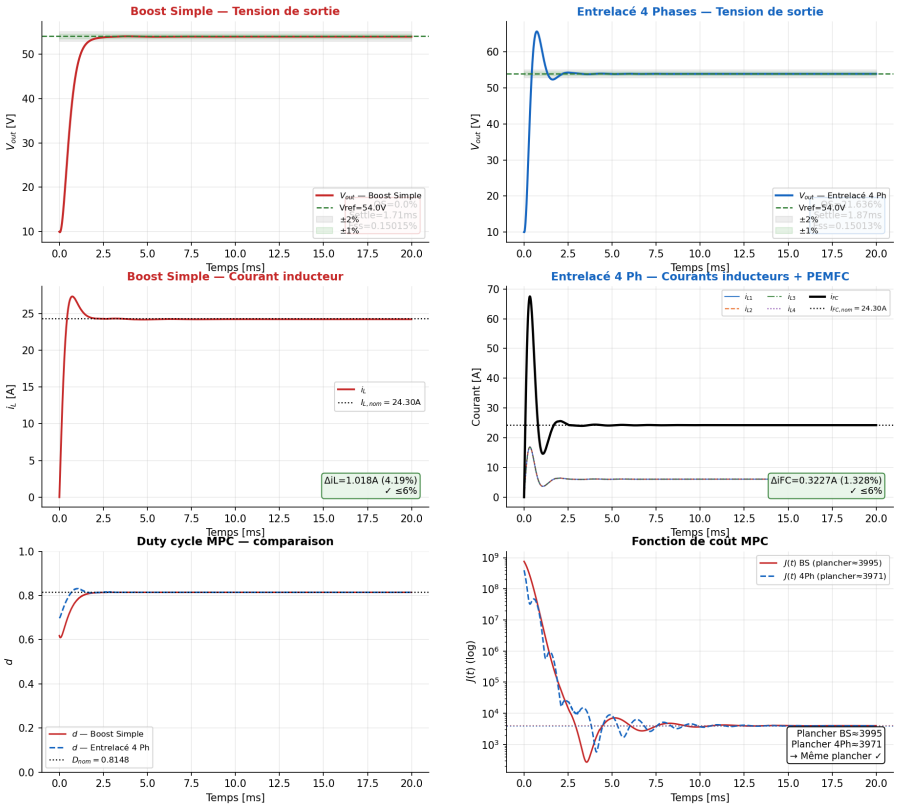


FIGURE 3.11 – Boost simple VS Entrelace à 4 phase

3.4 Analyse des résultats de simulation

3.4.1 Tension de sortie $V_s(t)$

Boost Simple (rouge)

— Départ à $V_s(0) = 10$ V, montée rapide et sans dépassement ($OS = 0{,}0\%$).

— Convergence vers $V_{ref} = 54$ V en 1,71 ms.

— Erreur statique : 0,15015% → légèrement au-dessus de la contrainte $\leq 0{,}15\,\%$.

Entrelacé 4 Phases (bleu)

— Départ à $V_s(0) = 10$ V, mais présence d'un dépassement significatif de 21,636%, soit :

$$V_{s,\max} \approx 65{,}6 \text{ V}$$

— Temps de réponse plus long : 1,87 ms.

— Erreur statique : 0,15013% → même situation limite.

Conclusion tension : Le Boost Simple est nettement supérieur en régime transitoire : absence de dépassement et convergence plus rapide. Ce dépassement s'explique par le cumul des quatre courants de bras : le MPC applique un rapport cyclique unique commun, les quatre inductances se magnétisent simultanément et le courant total $i_{fc} = \sum_{k=1}^{4} i_{Lk}$ surcharge transitoirement le condensateur. Le soft-start est impératif pour cette topologie.

3.4.2 Courants inducteurs

Boost Simple

— Le courant i_L part de 0 A, atteint environ 26 A en transitoire, puis converge vers :

$$I_{L,nom} = 24{,}30 \text{ A}$$

— Ondulation en régime permanent :

$$\Delta i_L = 1{,}018 \text{ A} \quad (4{,}19\%)$$

— Condition respectée : ✓ $\leq 6\%$.

Entrelacé 4 Phases

— Les quatre courants i_{L1} à i_{L4} partent de 0 A avec un pic transitoire important (≈ 70 A sur i_{fc}).

— En régime permanent, chaque bras porte environ :

$$\frac{24{,}30}{4} = 6{,}075 \text{ A}$$

— Ondulation totale du courant PEMFC :

$$\Delta i_{fc} = 0{,}3227 \text{ A} \quad (1{,}328\%)$$

— Réduction de l'ondulation :

$$-68{,}3\%$$

par rapport au Boost Simple.

Conclusion courant : Le convertisseur 4 phases est meilleur en régime permanent pour la protection de la pile à combustible. Cependant, le transitoire de démarrage est plus violent, ce qui justifie l'utilisation d'un démarrage progressif (*soft-start*).

3.4.3 Duty Cycle $d(t)$

Les deux topologies convergent vers :

$$d_0 = 0{,}8148$$

ce qui est cohérent avec :

$$d_0 = 1 - \frac{V_e}{V_{ref}} = 1 - \frac{10}{54}$$

Le Boost Simple atteint sa valeur finale plus rapidement et avec moins d'oscillations.

Le convertisseur 4 phases présente des oscillations plus importantes du rapport cyclique en transitoire, ce qui explique le dépassement de tension.

3.4.4 Fonction de coût $J(t)$

Les deux fonctions de coût démarrent à une valeur élevée :

$$J(t) > 10^8$$

puis convergent vers :

$$J_{BS} \approx 3995$$

et

$$J_{4Ph} \approx 3971$$

Les valeurs sont quasiment identiques. Cela confirme que le MPC est correctement calibré pour les deux topologies. La différence de comportement provient donc principalement de la dynamique physique des convertisseurs.

3.4.5 Tableau comparatif

TABLE 3.20 – Comparaison Boost Simple vs Entrelacé 4 Phases — commande MPC ($N_p^* = 60$).

Critère	**Boost Simple**	**4 Phases**	**Contrainte**
OS (démarrage)	0,0 %	21,636 %	—
Temps de réponse	1,71 ms	1,87 ms	—
Erreur statique	0,150 %	0,150 %	$\leq 0{,}15\,\%$
$\Delta i_{fc}/i_{fc}$	4,19 % ✓	1,33 % ✓	$\leq 6\,\%$
$\Delta V_s/V_{ref}$	0,678 % ✓	0,031 % ✓	$\leq 1\,\%$
Plancher $J(t)$	≈ 3995	≈ 3971	—

Conclusion

Les simulations permettent de comparer les deux stratégies de commande sur l'ensemble des scénarios et d'évaluer l'apport de la topologie entrelacée à 4 phases.

Régulation en régime permanent. Les deux commandes respectent la contrainte d'erreur statique ($e_{ss} < 0{,}16\,\%$). Le MPC et le PI en cascade atteignent tous deux $e_{ss} \approx 0{,}150\,\%$ en validation, l'action intégrale du PI assurant le même rejet de perturbation stationnaire que l'optimisation prédictive du MPC.

Réponse transitoire au démarrage. Le MPC est nettement supérieur : sans soft-start, il atteint $V_{ref} = 54$ V en 1,71 ms sans dépassement. Le PI en cascade produit un dépassement de 57,25 % et un temps de réponse de 9,04 ms dans les mêmes conditions. Cet écart est structurel : le zéro à droite ($w_z = 5144$ rad/s) impose $w_{c1} = w_z/5$, rendant la boucle externe lente et incapable d'éviter la saturation de $I_{L,ref}$ face à un échelon brutal de 44 V.

Réponse aux échelons de charge. Le PI amortit mieux les perturbations de charge grâce à sa boucle interne de courant qui réagit instantanément : sous-dépassement maximal de 8,49 % (transition $18 \rightarrow 9\,\Omega$). Le MPC tolère un creux plus profond (16,07 %) car il optimise un critère global sur N_p pas — la contrainte physique $di_L/dt|_{\max} = V_e/L = 125$ kA/s étant indépendante du contrôleur. L'erreur statique reste quasi nulle dans les deux cas après chaque transition ($< 0{,}04$ % PI, $< 0{,}5$ % MPC).

Système PEMFC complet. Les deux commandes maintiennent V_s dans la bande ± 2 % malgré le couplage source–charge. En surcharge, le PI présente un creux de 10,81 % contre 12–13 % pour le MPC, la double perturbation simultanée (V_e et R) étant plus sévère pour le contrôleur prédictif.

Apport de la topologie entrelacée à 4 phases. Sous commande MPC, la topologie 4 phases réduit l'ondulation du courant PEMFC de 4,19 % à 1,33 % ($-68{,}3$ %) et l'ondulation de tension de 0,678 % à 0,031 %, satisfaisant largement les deux contraintes du cahier des charges ($\Delta i_{fc}/i_{fc} \leq 6$ % et $\Delta V_s/V_{ref} \leq 1$ %). En contrepartie, le démarrage à froid sans soft-start produit un dépassement de 21,6 % — le soft-start est donc impératif pour cette topologie.

Chapitre 4

Validation expérimentale avec un convertisseur Boost commercial

4.1 Introduction

Ce chapitre est consacré à la validation expérimentale de la commande d'un convertisseur Boost commercial sur banc réel. Après l'étude théorique et les simulations présentées dans les chapitres précédents, l'objectif est de confronter les stratégies de commande développées à un système physique, en tenant compte des contraintes matérielles, des limitations de mesure et des exigences de sécurité propres au banc d'essai.

La principale différence par rapport au modèle simulé réside dans la variable d'action accessible. En simulation, la commande agit directement sur le rapport cyclique d du convertisseur. Sur le banc expérimental, le convertisseur Boost commercial dispose de sa propre régulation interne, rendant ce signal inaccessible depuis l'extérieur. La commande est donc réalisée de manière indirecte, en agissant sur l'atténuation du signal de retour de tension via un potentiomètre numérique piloté par Arduino. Malgré cette différence, l'architecture de commande cascade boucle de courant interne et boucle de tension externe est préservée, assurant ainsi la cohérence avec les résultats de simulation.

Ce chapitre présente successivement le banc expérimental et le principe de commande par retour de tension, l'implémentation logicielle sur Arduino, les résultats expérimentaux obtenus en boucle de courant et en boucle de tension, puis l'interface de supervision LabVIEW et la communication par bus CAN.

4.2 Présentation du banc expérimental

4.2.1 Convertisseur Boost commercial

Le banc expérimental utilisé est basé sur un convertisseur Boost commercial de puissance nominale 1800 W. Ce convertisseur est un élévateur de tension continue permettant de transformer une tension d'entrée basse en une tension de sortie plus élevée. Il possède une plage de tension d'entrée de 8 V à 60 V, une tension de sortie réglable de 12 V à 83 V et une limitation de courant intégrée.

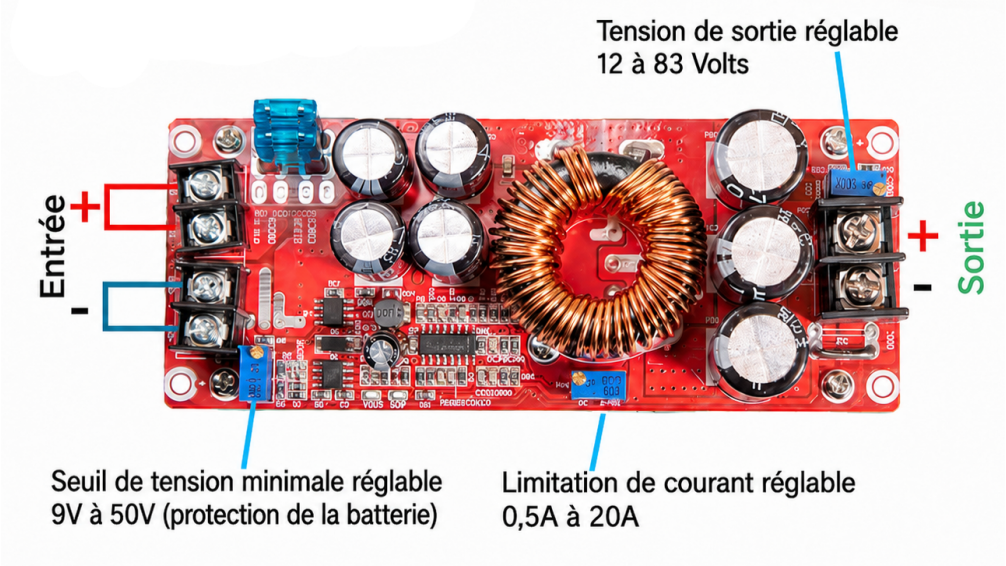


FIGURE 4.1 – Convertisseur Boost commercial, élévateur 8–60 V vers 12–83 V (variante 1800 W ; la photographie illustre le modèle 1200 W de la même gamme).

La commande du convertisseur est assurée par une carte Arduino associée à une carte de commande. Dans ce banc, la commande ne s'effectue pas directement sur le rapport cyclique du convertisseur, mais à travers un potentiomètre numérique agissant sur le retour de tension — ce principe est détaillé en Section 4.3.

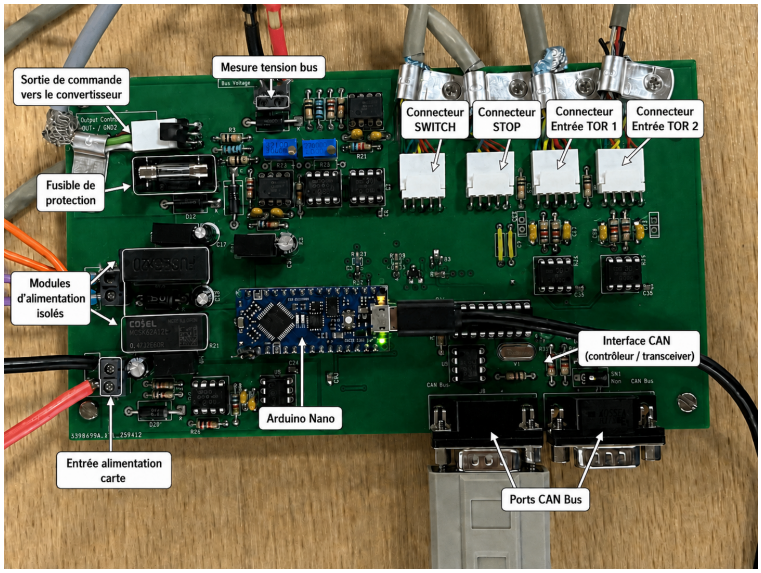


FIGURE 4.2 – Carte Arduino et carte de commande utilisées pour le pilotage du convertisseur.

4.2.2 Architecture générale du système

Le système expérimental complet comprend la source continue, le convertisseur Boost, la carte de commande Arduino, la charge électronique et les appareils de mesure. La Figure 4.3 présente une vue d'ensemble du banc.

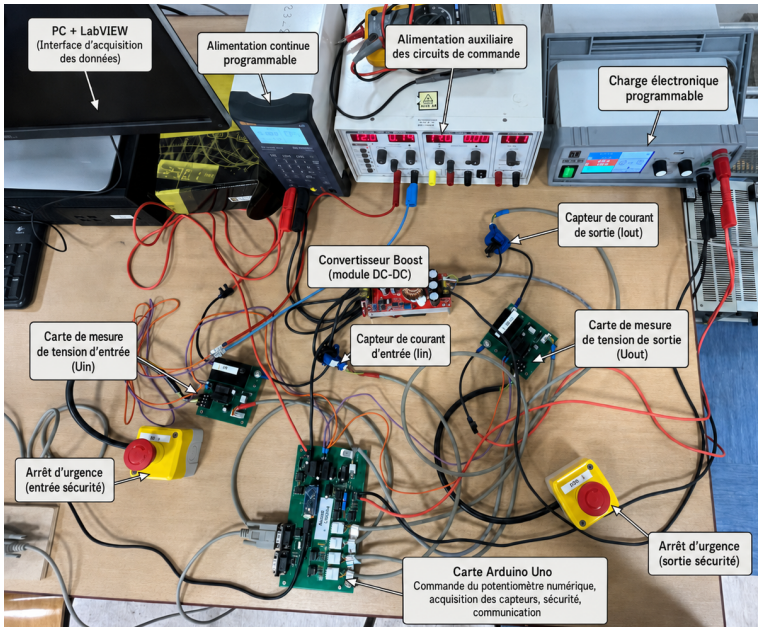


FIGURE 4.3 – Vue générale du banc expérimental de commande du convertisseur Boost.

Le schéma de la Figure 4.4 met en évidence l'organisation fonctionnelle du banc. La partie puissance est constituée de la source continue, du convertisseur Boost et de la charge. La connexion de la source et de la charge est assurée par deux cartes relais placées respectivement en entrée et en sortie du convertisseur, permettant d'isoler électriquement le Boost en cas d'arrêt d'urgence ou de défaut de fonctionnement.

La carte de commande constitue l'élément central du système. Elle assure quatre fonctions principales : l'acquisition des tensions et des courants, la gestion des sécurités et des arrêts d'urgence, la génération de la consigne de tension par potentiomètre numérique, et la communication par bus CAN. Les détails de chaque fonction sont décrits dans les sections suivantes.

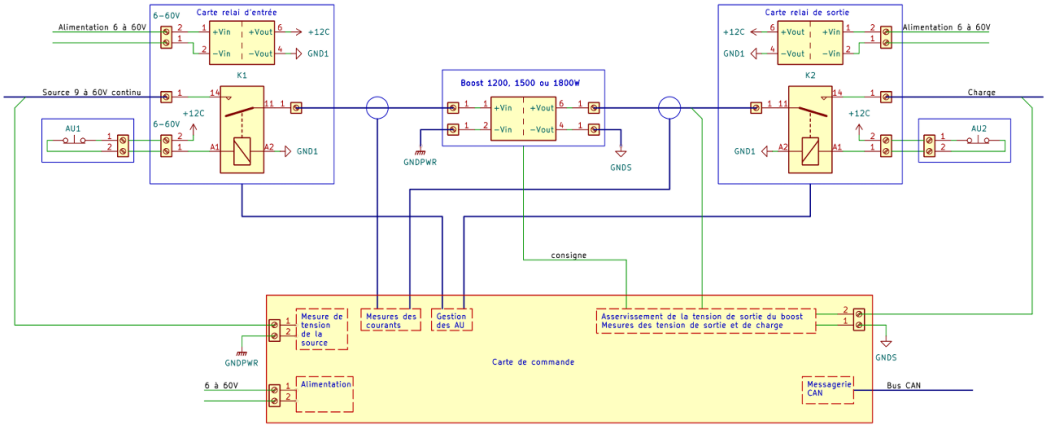


FIGURE 4.4 – Schéma général du système de commande du convertisseur Boost.

4.2.3 Carte de commande et acquisition des mesures

La carte de commande réalise l'acquisition de quatre grandeurs principales :

— la tension délivrée par la pile à combustible (entrée du Boost) ;

— la tension de sortie appliquée à la batterie ;

— le courant délivré par la pile (courant d'entrée) ;

— le courant fourni à la batterie (courant de sortie).

Les tensions sont atténuées par des ponts diviseurs résistifs, filtrées contre le repliement spectral, puis numérisées par des convertisseurs analogique-numérique MCP3202 (12 bits, bus SPI). Les courants d'entrée et de sortie sont mesurés par des capteurs à effet Hall LEM HO-50S isolés galvaniquement, dont les signaux sont également numérisés par des ADC MCP3202. Ces isolations galvaniques sont indispensables car la pile à combustible, le Boost et la carte de commande appartiennent à des domaines de tension distincts. Les relations de conversion numérique-grandeur physique sont présentées en Section 4.4.

4.2.4 Cartes contacteur et arrêts d'urgence

Deux cartes de contacteur sont placées respectivement en entrée et en sortie du convertisseur Boost. Chacune comporte un relais de pilotage K_1 et un contacteur de puissance K_2, contrôlés par la carte de commande. Un bouton d'arrêt d'urgence à accrochage de type Schneider Electric Harmony XALK (diamètre 40 mm), câblé indépendamment sur chaque carte, permet à l'opérateur de couper physiquement l'alimentation ou la charge sans intervention logicielle. L'état de chaque contacteur est retourné à la carte de commande via un contact auxiliaire.

4.3 Principe de commande par retour de tension

4.3.1 Régulation interne du convertisseur Boost

Le convertisseur régule sa tension de sortie par une boucle de contre-réaction analogique câblée directement sur la carte de puissance. Ce régulateur compare en permanence une fraction atténuée de la tension de sortie V_s à une consigne interne fixe $V_c \approx 11$ V, et ajuste le rapport cyclique du PWM en conséquence afin de maintenir V_s à la valeur souhaitée.

La boucle de contre-réaction comporte une résistance ajustable qui fixe le niveau d'atténuation de V_s avant comparaison avec V_c. En modifiant cette atténuation, on modifie le signal de retour perçu par le régulateur interne, qui corrige alors son point de fonctionnement et ajuste V_s vers la valeur désirée. Le schéma de principe est représenté en Figure 4.5.

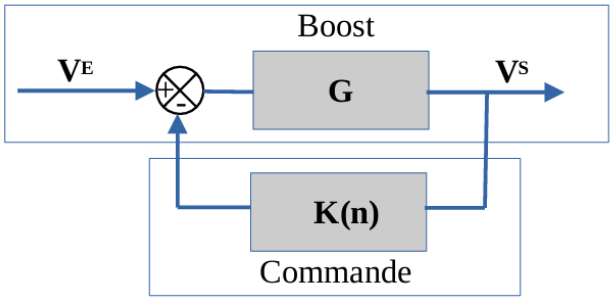


FIGURE 4.5 – Schéma de principe de la commande par retour de tension : boucle de rétroaction avec gain $K(n)$.

4.3.2 Rôle du potentiomètre numérique

Dans le banc expérimental, la résistance ajustable d'origine est remplacée par un potentiomètre numérique MCP41010, commandé par l'Arduino via le bus SPI. Ce composant est une résistance variable à 256 pas ($n \in [0, 255]$) dont la valeur est modifiable par logiciel à tout moment, sans intervention manuelle.

Le rôle du potentiomètre numérique est central dans la chaîne de commande : en modifiant son pas n, l'Arduino modifie la résistance équivalente du pont de retour, ce qui change l'atténuation de V_s vue par le régulateur PI interne du Boost, et donc la tension de sortie effective. Plus n est faible, plus l'atténuation est importante et plus la tension de sortie est élevée. Inversement, $n = 255$ correspond à l'atténuation maximale et donc à la tension de sortie minimale ,c'est la position de sécurité utilisée au démarrage et lors de toute mise en sécurité du système.

Le pas n devient ainsi la seule variable de commande accessible depuis l'extérieur du convertisseur. C'est sur cette grandeur que portent les deux boucles de régulation implémentées sur l'Arduino.

4.3.3 Loi de commande $K(n)$ et quasi-linéarisation

En notant G le gain en boucle ouverte du convertisseur et $K(n)$ le gain de retour introduit par le potentiomètre numérique au pas n, la tension de sortie en régime permanent s'écrit :

$$V_s = \frac{G \cdot V_e}{1 + K(n)} \tag{4.1}$$

Si $K(n)$ variait linéairement avec n, la tension de sortie varierait en $1/n$, ce qui rendrait le réglage hétérogène sur toute la plage : très sensible pour les faibles valeurs de n et très peu sensible pour les grandes valeurs. Pour remédier à cela, le gain de retour est choisi de la forme :

$$K(n) = 1 + \frac{A}{n} \tag{4.2}$$

où A est une constante fixée par le dimensionnement du montage. En substituant (4.2) dans (4.1), on obtient :

$$V_s = \frac{G \cdot V_e \cdot n}{2n + A} \tag{4.3}$$

Cette forme hyperbolique en n compense la dépendance en $1/n$ du gain de retour et linéarise globalement la relation entre le pas n et la tension de sortie V_s sur la plage utile.

Ce gain $K(n)$ est réalisé matériellement par le montage de la Figure 4.6, constitué :

— d'un pont diviseur R_3/R_4 atténuant la tension de sortie du Boost afin de maintenir le signal dans la plage de tension admissible par le potentiomètre numérique (< 5 V) ;

— d'un filtre anti-repliement spectral ;

— d'un amplificateur opérationnel en montage potentiométrique, dont la résistance de pied est formée de la résistance fixe R_7 et du potentiomètre numérique R_p parcouru sur n pas parmi N pas au total, et d'une résistance de contre-réaction R_6.

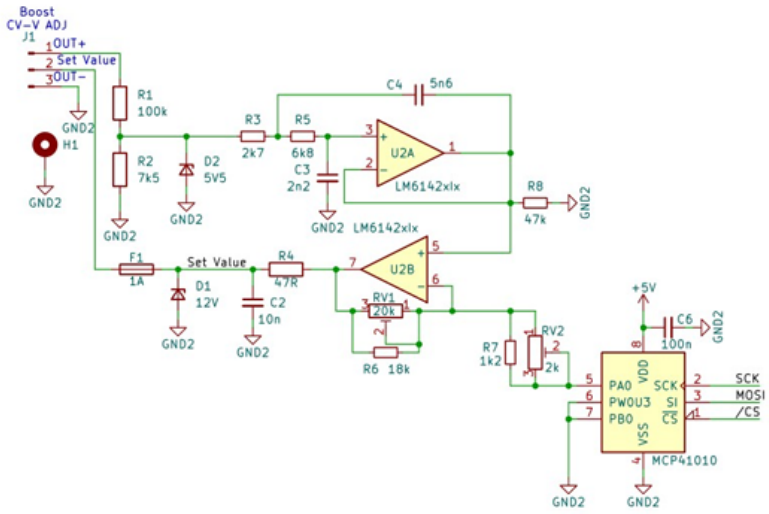


FIGURE 4.6 – Montage électronique de la boucle de retour : pont diviseur R_3/R_4, amplificateur opérationnel et potentiomètre numérique MCP41010.

Le gain global du montage, intégrant l'atténuation par le pont diviseur et le montage potentiométrique, s'exprime :

$$\text{Gain} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_6}{R_7 + \dfrac{n}{N}R_p}\right) \tag{4.4}$$

où $N = 256$ est le nombre total de pas du potentiomètre numérique et $R_p = 10\ \text{k}\Omega$ sa résistance totale. Pour le banc utilisé, avec $V_c \approx 11$ V, $R_p = 10\ \text{k}\Omega$, $N = 256$ pas et une plage cible de 12 V à 60 V, les valeurs calculées $R_6 = 16{,}58\ \text{k}\Omega$ et $R_7 = 1{,}48\ \text{k}\Omega$ sont approchées par des résistances normalisées de la série E12 : $R_6 = 10\ \text{k}\Omega + 6{,}8\ \text{k}\Omega$ en série et $R_7 = 1{,}2\ \text{k}\Omega$.

4.4 Implémentation de la commande sur Arduino

La commande du convertisseur Boost est réalisée sur un Arduino Nano Every débrochable, intégré à la carte de commande. Le programme mis en œuvre assure quatre fonctions simultanées : l'acquisition et le traitement des mesures, la surveillance des conditions de sécurité, la gestion de la séquence de démarrage, et la régulation de la tension et du courant de sortie.

4.4.1 Architecture logicielle générale

Le programme suit la structure standard des programmes Arduino : une phase d'initialisation (`setup`) exécutée une seule fois au démarrage, suivie d'une boucle infinie (`loop`) dont chaque itération réalise, dans l'ordre :

1. l'acquisition d'une mesure de tension et d'une mesure de courant ;
2. l'évaluation des conditions de sécurité ;
3. la progression dans la séquence de démarrage ou l'exécution de la régulation, selon l'état courant ;

4. l'affichage périodique des grandeurs (toutes les secondes) sur la liaison série.

L'état du système est géré par une machine à états dont les valeurs possibles sont récapitulées dans le Tableau 4.1.

TABLE 4.1 – États de la machine à états du programme Arduino.

État	**Signification**
`RESET`	Démarrage, initialisation
`ESTOP1`	Arrêt d'urgence côté source actif
`ESTOP2`	Arrêt d'urgence côté charge actif
`INON`	Source connectée, en attente de la charge
`OUTON`	Charge connectée, en attente de la consigne
`SETVALUE`	Consigne de tension définie
`RUNNING`	Régulation active
`OVC1`	Surintensité en entrée détectée
`OVC2`	Surintensité en sortie détectée
`UNDERV`	Sous-tension d'alimentation détectée

4.4.2 Acquisition et traitement des mesures

Mesures de tension

Les tensions d'entrée V_e et de sortie V_s sont numérisées par des convertisseurs analogique-numérique MCP3202 (12 bits, bus SPI) via des ponts diviseurs résistifs assurant l'isolation galvanique nécessaire. Pour la tension d'entrée, le pont est formé de $R_{19} = 1{,}5$ kΩ et $R_{10} = 10$ kΩ. La valeur numérique obtenue est liée à la tension réelle par :

$$V_{power} = \frac{4096}{5\,\mathrm{V}} \cdot \frac{R_{19}}{R_{19} + R_{10}} \cdot V_e = \frac{4096}{5\,\mathrm{V}} \cdot \frac{1{,}5}{11{,}5} \cdot V_e \tag{4.5}$$

Les facteurs de conversion retenus dans le programme sont $K_{VIN} = 1435$ pour V_e et $K_{VOUT} = 1292$ pour V_s, déterminés par étalonnage sur le banc (voir Section 4.5.1). Ces facteurs s'appliquent à la *somme* glissante de 16 échantillons décrite ci-dessous ; ramenés à un seul échantillon, ils correspondent respectivement à ≈ 90 et ≈ 81 counts/V, valeurs cohérentes avec l'atténuation résistive de l'équation (4.5) (≈ 107 counts/V) aux tolérances des composants et de l'étage de mise en forme près.

Afin de réduire le bruit de mesure, un moyennage glissant sur $N_V = 16$ échantillons est appliqué à chaque tension. À chaque itération de la boucle, la valeur la plus ancienne est soustraite de l'accumulateur et remplacée par la nouvelle mesure, ce qui maintient un buffer circulaire sans recalcul complet.

Mesures de courant

Les courants d'entrée I_{in} et de sortie I_{out} sont mesurés par des capteurs à effet Hall LEM HO-50S isolés galvaniquement, numérisés par des ADC MCP3202. Pour ces capteurs, le courant maximal mesurable est $I_{max} = 125$ A, la tension de mesure maximale $V_{mes} = 2$ V et la tension de référence $V_{ref} = 2{,}5$ V. La valeur numérique I est liée au courant réel i par :

$$I = \frac{4096}{5} \left(\frac{N_t\, i}{125} \cdot 2 - 2{,}5 \right) \tag{4.6}$$

où N_t est le nombre de spires du conducteur primaire traversant le capteur, à distinguer du pas n du potentiomètre numérique. En pratique, le courant est obtenu par différence entre la voie de mesure et sa voie

de référence, puis converti en ampères par des facteurs d'étalonnage (K_{IN}, K_{OUT}, en counts/A sur la somme de 128 échantillons) qui absorbent le nombre de spires N_t, la sensibilité réelle du capteur et la sommation.

Un moyennage glissant sur $N_I = 128$ échantillons est appliqué à chaque courant. Les mesures des deux courants sont entrelacées avec leurs références respectives sur quatre phases cycliques (`CURRENT1`, `REF1`, `CURRENT2`, `REF2`), afin de ne réaliser qu'une seule conversion ADC par itération de boucle — contrainte liée au débit des conversions successives sur le bus SPI partagé par les ADC MCP3202.

Filtre numérique sur V_s

Sur le banc réel, des oscillations de l'ADC ont été observées sur la mesure de V_s, susceptibles de perturber la boucle de tension. Un filtre numérique du premier ordre a été ajouté :

$$V_{s,f}(k) = (1 - \alpha)\, V_{s,f}(k-1) + \alpha\, V_s(k) \tag{4.7}$$

avec $\alpha = 0{,}05$, ce qui correspond à une constante de temps d'environ 20 itérations. La valeur filtrée $V_{s,f}$ est utilisée en entrée de la boucle de tension.

4.4.3 Gestion des sécurités

À chaque itération, avant toute action de régulation, les conditions de sécurité sont évaluées. Une fonction dédiée `safetyValue()` est appelée dès qu'un défaut est détecté : elle replace immédiatement le potentiomètre numérique à son pas maximal ($n = 255$, tension de sortie minimale), réinitialise les consignes et les intégrateurs à zéro, et ouvre les contacteurs concernés.

Le Tableau 4.2 résume les conditions surveillées, les actions déclenchées et les états résultants.

TABLE 4.2 – Conditions de sécurité, actions et états résultants.

Condition détectée	**Action**	**État**
$I_{in,\text{inst}} > I_{\text{OC}}$	Incrément de n (freinage doux)	inchangé
$\overline{I_{in}} > I_{\text{max,in}}$	`safetyValue()` + coupure source et charge	`OVC1`
$\overline{I_{out}} > I_{\text{max,out}}$	`safetyValue()` + coupure charge	`OVC2`
$V_e < V_{\text{min}}$ (8 V)	`safetyValue()` + coupure source et charge	`UNDERV`
AU charge actif	`safetyValue()` + coupure charge	`ESTOP2`
AU source actif	`safetyValue()` + coupure source	`ESTOP1`

Priorité des arrêts d'urgence. L'arrêt d'urgence côté source (AU1) est traité en dernier dans la séquence de vérification, ce qui lui confère une priorité absolue : son déclenchement écrase tout état précédent et force le passage à `ESTOP1`, quelle que soit la condition en cours.

4.4.4 Séquence de démarrage

Le démarrage du convertisseur suit une séquence stricte en cinq étapes, indispensable pour protéger la pile à combustible d'un appel de courant brutal :

1. Les deux arrêts d'urgence sont actifs ; le potentiomètre numérique est au maximum ($n = 255$) et les consignes sont au minimum.
2. L'arrêt d'urgence côté source est relâché : le contacteur d'entrée se ferme et la source alimente le Boost.
3. L'arrêt d'urgence côté charge est relâché : le contacteur de sortie se ferme. Avec $n = 255$, le Boost se comporte comme une simple diode entre la source et la charge. La consigne rampée `setVoltage_V` est initialisée à la tension de sortie mesurée V_s à cet instant, évitant tout saut brusque au démarrage.
4. Une consigne de tension cible `targetVoltage_V` est envoyée par liaison série ou par LabVIEW.
5. La régulation est activée : la rampe amène progressivement `setVoltage_V` vers `targetVoltage_V`, et le PI cascade ajuste n en conséquence.

Le logigramme de la séquence de démarrage est représenté en Figure 4.7.

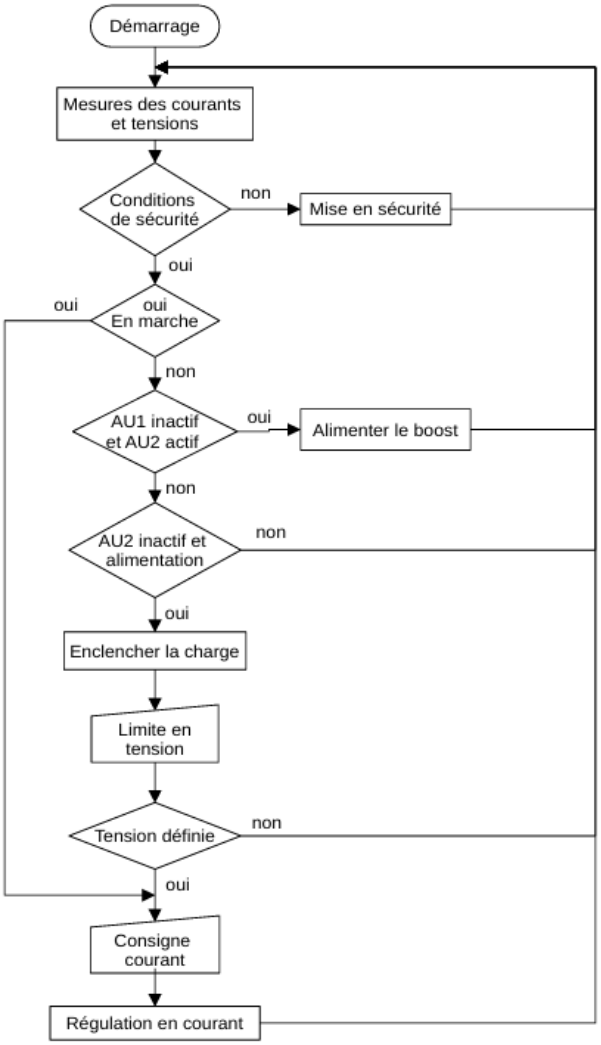


FIGURE 4.7 – Logigramme de la séquence de démarrage et de régulation.

4.4.5 Boucle de régulation en courant

La boucle de régulation en courant implémente une régulation par hystérèse. Lorsque le système est à l'état `RUNNING`, le pas n est corrigé toutes les 20 ms selon la logique suivante :

— Si $\overline{I_{out}} > I_{\text{set}} + \Delta I_h$ et $n < 255$: $n \leftarrow n+1$, ce qui augmente l'atténuation du retour et réduit la tension de sortie, donc le courant ;

— Sinon, si $\overline{V_s} \leq V_{\text{set}}$ et $\overline{I_{out}} < I_{\text{set}} - \Delta I_h$ et $n > 0$: $n \leftarrow n-1$, ce qui augmente la tension et le courant.

où $\Delta I_h = \texttt{CHYST} = 0{,}1$ A est la bande d'hystérèse en courant. La condition $\overline{V_s} \leq V_{\text{set}}$ constitue un plafond de tension **passif** : la décrémentation de n est simplement bloquée si la tension dépasse la limite fixée, sans action corrective active sur la tension.

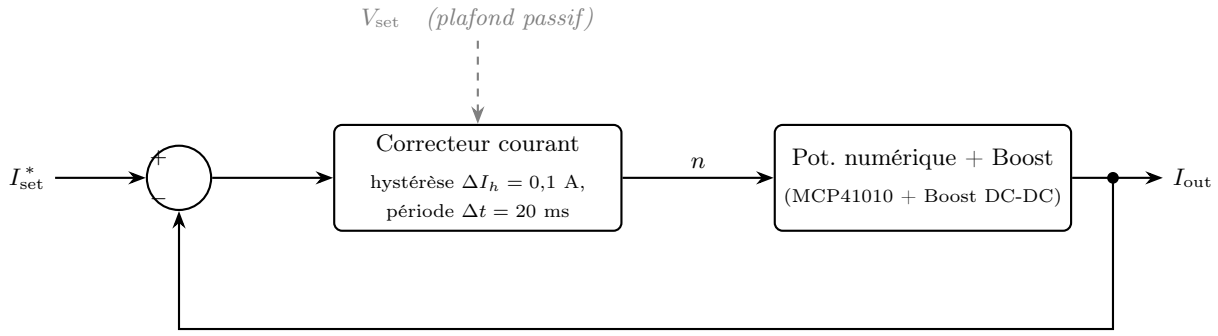


FIGURE 4.8 – Schéma bloc de la boucle de régulation en courant : correcteur par hystérèse avec plafond de tension passif V_{set}.

La boucle de régulation en courant gère les consignes de manière séquentielle : la limite de tension `setVoltage` est fixée en premier, puis la consigne de courant `setCurrent`, les deux grandeurs étant stockées et traitées en unités ADC. Ce principe de plafond de tension passif, sans action corrective active sur la tension, constitue la limite fondamentale de cette architecture : il motive l'ajout de la boucle de régulation en tension .

4.4.6 Régulation en tension par correcteur PI cascade

La boucle de régulation en courant assure le suivi d'une consigne de courant avec un plafond de tension passif, sans action corrective active sur la tension de sortie. Pour remédier à cette limitation, un régulateur PI cascade a été implémenté, ajoutant une boucle de tension externe autour de la boucle de courant existante. Cette section décrit les éléments constitutifs de cette architecture.

Régulateur PI cascade

Le régulateur PI cascade est constitué de deux boucles imbriquées. La boucle externe régule la tension de sortie et génère une consigne de courant ; la boucle interne régule le courant de sortie et agit directement sur le pas n du potentiomètre numérique. Les intégrateurs sont discrétisés par la méthode d'Euler explicite (rectangle avant).

Boucle externe,tension ($T_{s,V} = 100$ ms) :

$$e_V(k) = V_{\text{set}}(k) - V_{out}(k) \tag{4.8}$$

$$\sigma_V(k) = \sigma_V(k-1) + e_V(k) \cdot T_{s,V} \tag{4.9}$$

$$I_{ref}(k) = K_{p,V}\, e_V(k) + K_{i,V}\, \sigma_V(k) \tag{4.10}$$

avec $K_{p,V} = 0{,}05$ A/V et $K_{i,V} = 0{,}01$ A/(V·s). La consigne V_{set} est la consigne instantanée issue de la rampe décrite plus bas (et non la cible fixée par l'opérateur). La consigne calculée I_{ref} est saturée dans [0, 8] A (borne = $I_{\max,\text{out}}$, courant de sortie admissible du banc).

Boucle interne ,courant ($T_{s,I} = 20$ ms) :

$$e_I(k) = I_{ref}(k) - I_{out}(k) \tag{4.11}$$

$$n(k) = n(k-1) - K_{p,I}\, e_I(k) \tag{4.12}$$

avec $K_{p,I} = 1{,}0$ pas/A. Écrite sous forme incrémentale, cette loi confère une action intégrale au pas n : l'accumulation de n annule l'erreur statique de courant sans nécessiter de terme intégral explicite. C'est pourquoi $K_{i,I} = 0$ dans la version validée. Le signe négatif reflète la convention du banc : $n \uparrow \Rightarrow V_{out} \downarrow$ (Section 4.3). Le pas n est contraint dans [0, 255].

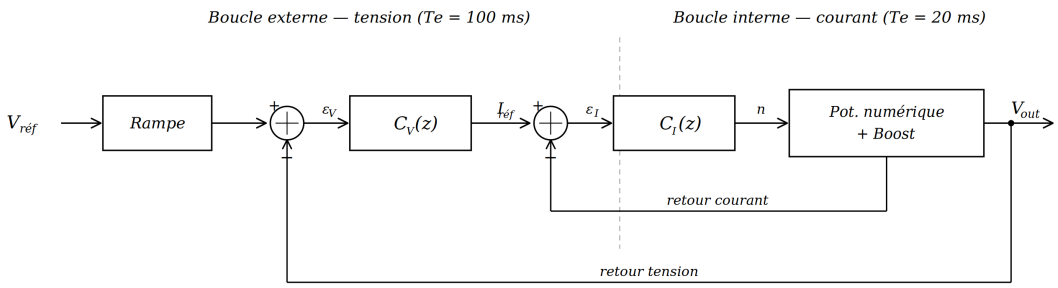


FIGURE 4.9 – Schéma bloc du régulateur PI cascade : boucle de tension externe ($T_{s,V} = 100$ ms) et boucle de courant interne ($T_{s,I} = 20$ ms)

Rampe de tension

Une montée brusque de la consigne tension sollicite brutalement la source PEMFC. Pour limiter ce transitoire, la consigne est découplée en deux variables : `targetVoltage_V` (tension cible fixée par l'opérateur) et `setVoltage_V` (consigne instantanée transmise au PI). La variable `setVoltage_V` suit `targetVoltage_V` progressivement selon :

$$V_{set}(k) = \begin{cases} V_{set}(k-1) + \Delta V & \text{si } V_{target} - V_{set}(k-1) > \Delta V \\ V_{set}(k-1) - \Delta V & \text{si } V_{set}(k-1) - V_{target} > \Delta V \\ V_{target} & \text{sinon} \end{cases} \tag{4.13}$$

avec $\Delta V = \dot{V}_{ramp} \cdot T_{s,ramp} = 9{,}60{,}05 = 0{,}48$ V par mise à jour, appliquée toutes les $T_{s,ramp} = 50$ ms. Cela correspond à une montée de 12 V à 60 V en environ 5 secondes. La rampe s'applique symétriquement

à la montée et à la descente.

Anti-windup

Lorsque le pas n sature (boost à son maximum, $n \to 0$) alors que V_{out} reste inférieure à V_{set}, l'intégrateur σ_V accumule une erreur qui ne peut être corrigée par l'actionneur. À la levée de saturation, cette accumulation provoque un dépassement de la tension de sortie. Pour limiter ce phénomène, l'intégrateur de la boucle de tension est borné :

$$\sigma_V \leftarrow \mathrm{sat}(\sigma_V,\, -147,\, +147) \tag{4.14}$$

La borne $\sigma_{V,max} = 147$ a été calibrée expérimentalement pour atteindre les consignes les plus élevées de la plage utile en charge nominale sans provoquer de dépassement à la levée de saturation. Une saturation analogue (± 15) est prévue dans le code pour l'intégrateur de courant σ_I ; elle reste sans effet tant que $K_{i,I} = 0$, mais sécurise une éventuelle activation ultérieure du terme intégral de la boucle interne.

Rendement

Le rendement instantané est évalué à chaque trame de télémétrie ($\approx$ 1 Hz), avec une garde contre la division par zéro lorsque P_{in} est négligeable :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{V_{out} \cdot I_{out}}{V_{in} \cdot I_{in}} \tag{4.15}$$

4.5 Résultats expérimentaux

Cette section présente les résultats obtenus lors des essais sur le banc expérimental avec le programme PI cascade . La démarche suit une progression logique : vérification et étalonnage des mesures, caractérisation en boucle ouverte, puis validation de la boucle de régulation en courant avec identification des limites observées. Les résultats de la boucle de régulation en tension feront l'objet de la Section 4.5.4. Dans tout ce qui suit, l'erreur statique est définie par $e_{ss} = (V_{out} - V_{ref})/V_{ref}$, positive en cas de dépassement et négative en cas de sous-tension.

4.5.1 Vérification et étalonnage des mesures

Avant tout essai de régulation, la fiabilité des mesures est établie par comparaison entre les valeurs lues par l'Arduino et celles d'un multimètre de référence placé aux mêmes bornes.

Tension d'entrée V_e

La tension d'entrée est mesurée via le pont diviseur R_{19}/R_{10} ($R_{19} = 1{,}5\,\mathrm{k\Omega}$, $R_{10} = 10\,\mathrm{k\Omega}$) et numérisée par l'ADC MCP3202. Le facteur de conversion $K_{VIN} = 1435$ (appliqué à la somme glissante de 16 échantillons) a été retenu après étalonnage au multimètre sur la plage 8–12 V, l'écart résiduel restant inférieur à 1 %.

Tension de sortie V_s

La tension de sortie est mesurée via le pont diviseur R_3/R_4 et le facteur de conversion initial $K_{VOUT} = 1248$. Lors de l'étalonnage, un écart systématique de +3,5 % a été constaté sur la plage 24–60 V. Le facteur

a été recalibré à $K_{VOUT} = 1292$ (18 juin 2026), ce qui ramène l'écart résiduel en dessous de 1 % sur la plage utile.

Bruit de mesure et filtre numérique

Des oscillations sur la valeur numérisée de V_s ont été observées en régime permanent, attribuées au bruit de commutation couplé sur les lignes de mesure. Un filtre numérique du premier ordre (équation (4.7), $\alpha = 0{,}05$) a été ajouté dans le programme afin de réduire ces oscillations avant leur entrée dans la boucle de tension.

4.5.2 Caractérisation en boucle ouverte

La caractérisation en boucle ouverte consiste à imposer manuellement différentes valeurs du pas n et à relever la tension de sortie correspondante, sans régulation active. Cette étape valide le dimensionnement du montage de retour de tension décrit en Section 4.3.

La Figure 4.10 présente la courbe $V_s = f(n)$ mesurée sur le banc, comparée à la courbe théorique issue de l'équation (4.3). La tension de sortie varie de 10,70 V à 62,97 V pour n allant de 255 à 0.

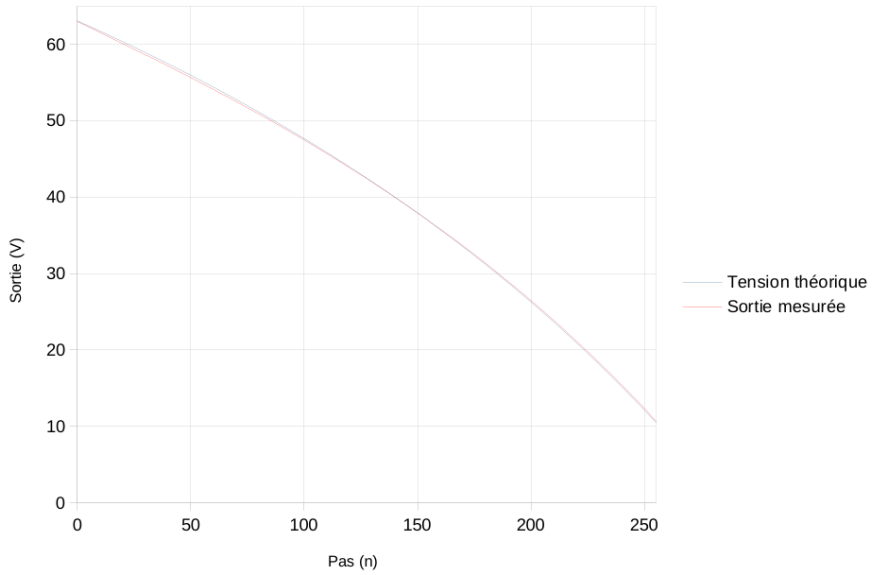


FIGURE 4.10 – Courbe $V_s = f(n)$: tension théorique et tension mesurée sur le banc pour $n \in [0, 255]$.

Le pas de tension ΔV entre deux valeurs de n successives varie entre 0,13 V et 0,32 V selon la zone de fonctionnement. La quasi-linéarité est vérifiée pour $V_s > 30$ V ; en dessous de cette valeur, la non-linéarité résiduelle de $K(n)$ rend la régulation plus sensible aux variations discrètes de n.

4.5.3 Résultats de la boucle de régulation en courant

Les essais sont conduits avec la charge électronique en mode courant constant. La grandeur de commande est le pas n du potentiomètre numérique, corrigé toutes les 20 ms (boucle courant) et 100 ms (boucle tension). Les courbes correspondent à la phase de régulation active (`state = RUNNING`), recalées à $t = 0$.

Fonctionnement nominal

Le premier essai est conduit avec $V_{ref} = 36$ V, $V_e = 10$ V et une charge variable entre 1 et 2 A. La Figure 4.11 présente l'évolution du courant, de la tension et du pas n.

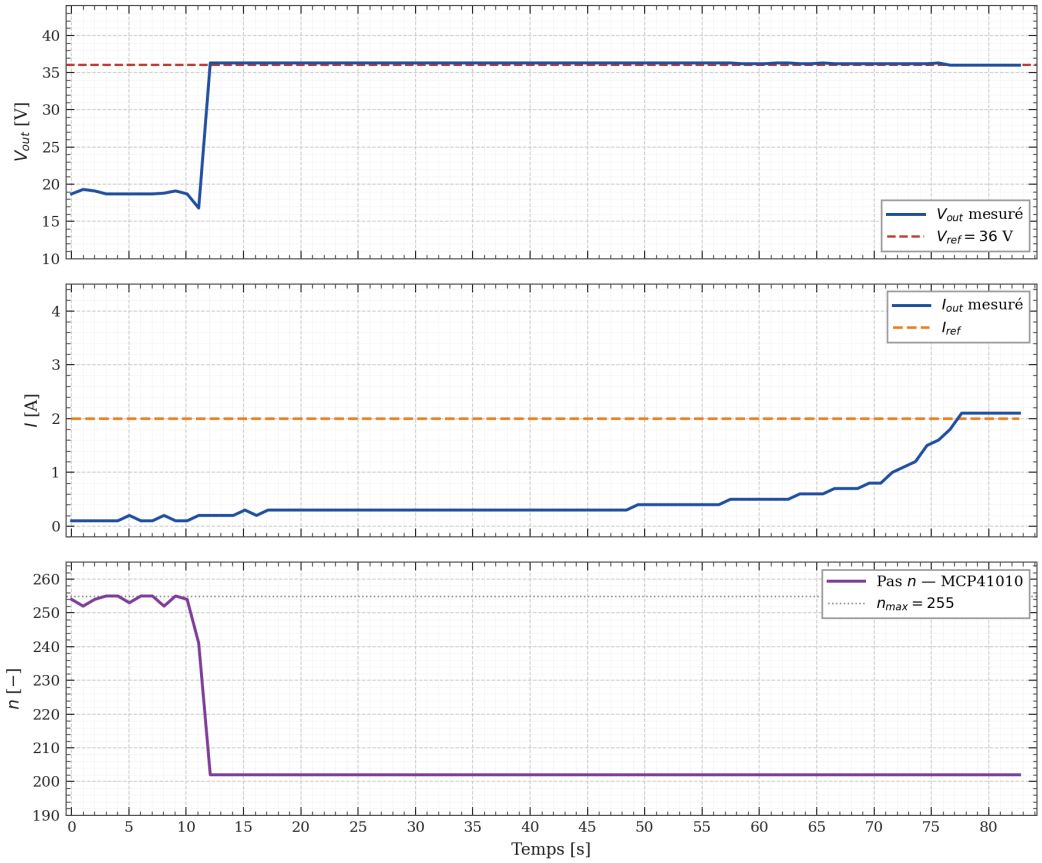


FIGURE 4.11 – Fonctionnement nominal — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 36$ V, I_{out} variable : courant (haut), tension (milieu), commande n (bas).

La régulation converge avec une erreur statique nulle ($e_{ss} = 0$ %). Le pas n se stabilise autour de 202 et le temps de réponse à 95 % est $t_{95\%} = 12{,}1$ s, cohérent avec les gains conservateurs retenus ($K_{p,V} = 0{,}05$ A/V, $T_{s,V} = 100$ ms).

Dépassement par saturation de l'intégrateur

L'essai à $V_{ref} = 24$ V sous $V_e = 15{,}6$ V illustre le comportement de la boucle en présence de saturation prolongée de n.

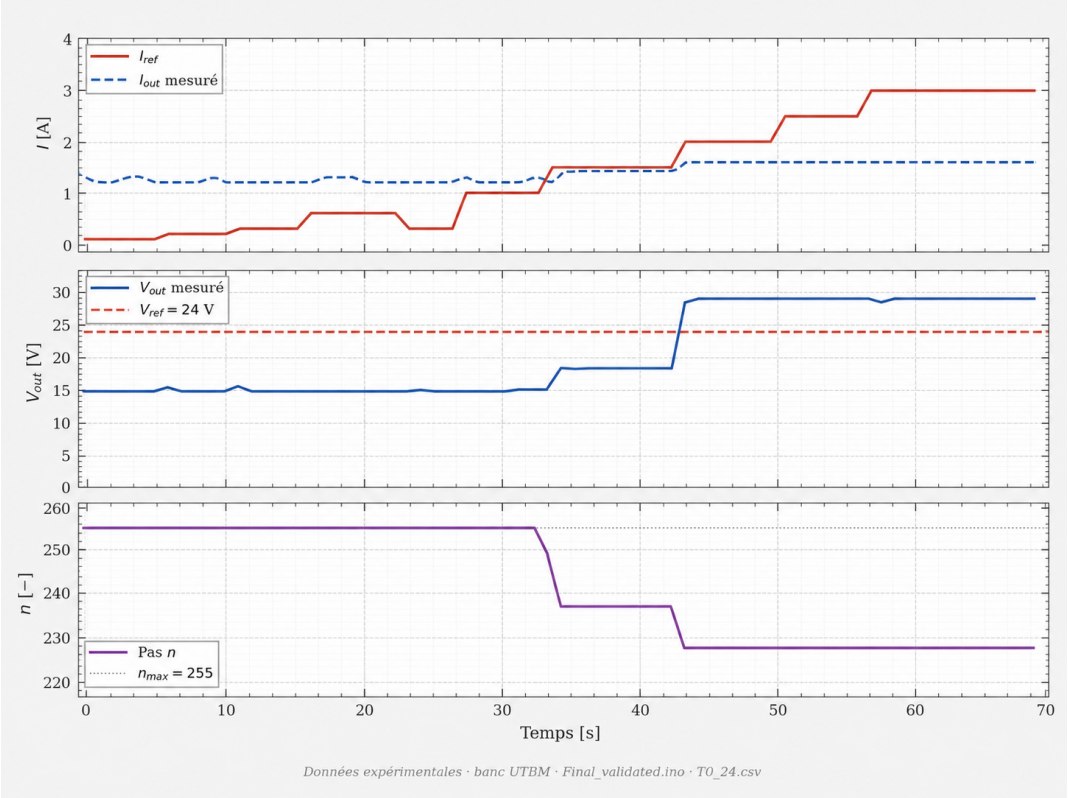


FIGURE 4.12 – Saturation et dépassement — $V_e = 15{,}6$ V, $V_{ref} = 24$ V : I_{ref} croît sans effet sur V_s (fond rose), puis provoque un dépassement de +5,2 V (+22 %) au déverrouillage de n.

Durant la phase de blocage ($n = 255$, fond rose), l'intégrateur accumule l'erreur $e_V \approx 9{,}2$ V sans pouvoir la corriger : I_{ref} monte de 0,1 à 3 A sans effet sur V_s. C'est le *windup* intégral. Lors du déverrouillage, l'énergie accumulée produit un dépassement permanent : V_s se stabilise à 29,2 V au lieu de 24 V ($e_{ss} = +21{,}7$ %). Cet essai, réalisé à $V_e = 15{,}6$ V (hors plage PEMFC), est représentatif du comportement du PI en saturation et motive l'ajout d'un anti-windup.

Consigne non atteinte sous forte charge

À $V_{ref} = 48$ V avec $I_{out} \approx 3$ A et $V_e = 10$ V, la régulation ne parvient pas à atteindre la consigne.

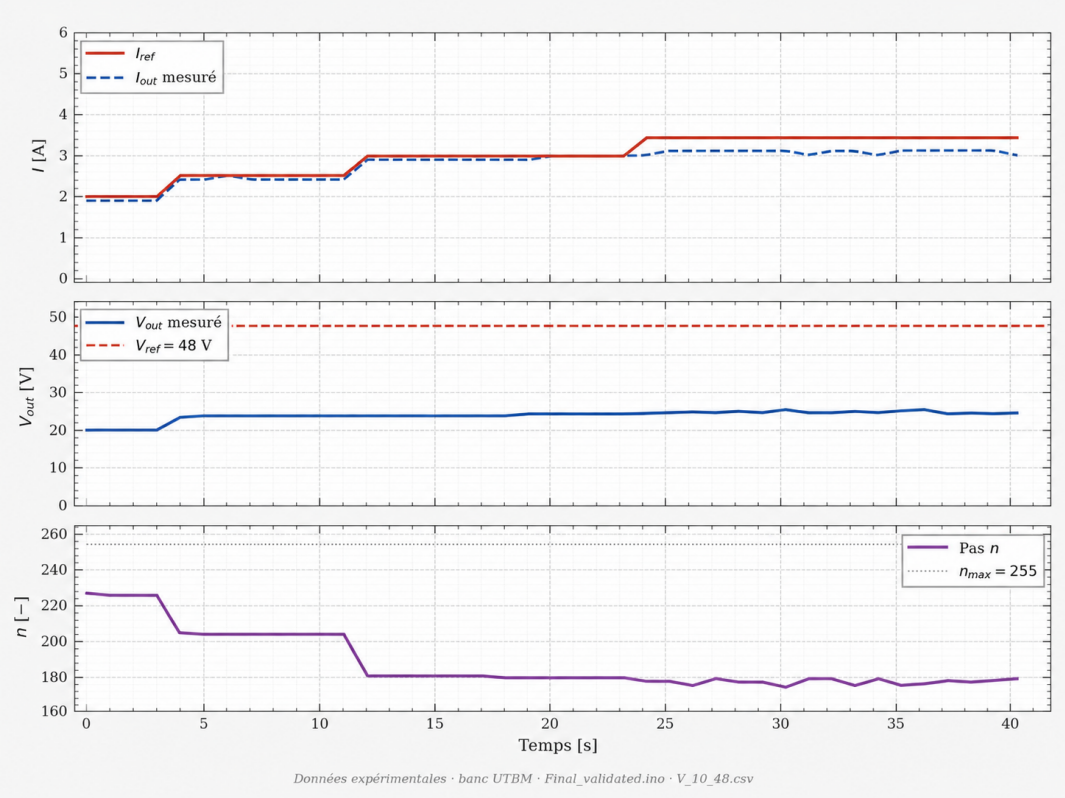


FIGURE 4.13 – Consigne non atteinte — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 48$ V, $I_{out} \approx 3$ A : V_s plafonne à 24,6 V malgré n décrémenté jusqu'à 175.

Bien que n soit décrémenté jusqu'à 175, V_s plafonne à 24,6 V ($e_{ss} = -48{,}8$ %). Ce résultat montre qu'au-delà d'un certain courant de charge, le convertisseur ne peut plus atteindre la consigne indépendamment des paramètres du régulateur.

Décrochage et récupération à 60 V

L'essai à $V_{ref} = 60$ V avec charge variable illustre le comportement au voisinage de la limite physique.

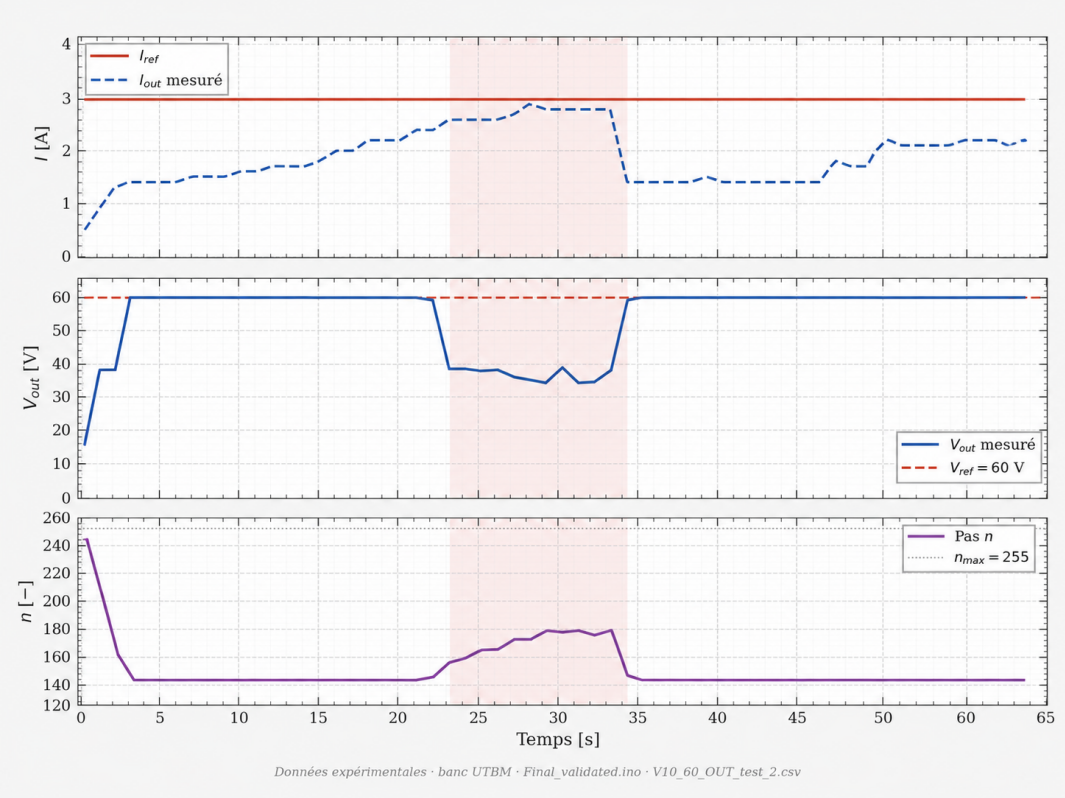


FIGURE 4.14 – Décrochage et récupération — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 60$ V, charge variable : V_s atteint 60 V à faible charge, décroche vers 38 V pour $I_{out} > 2{,}4$ A (zone rose), puis récupère.

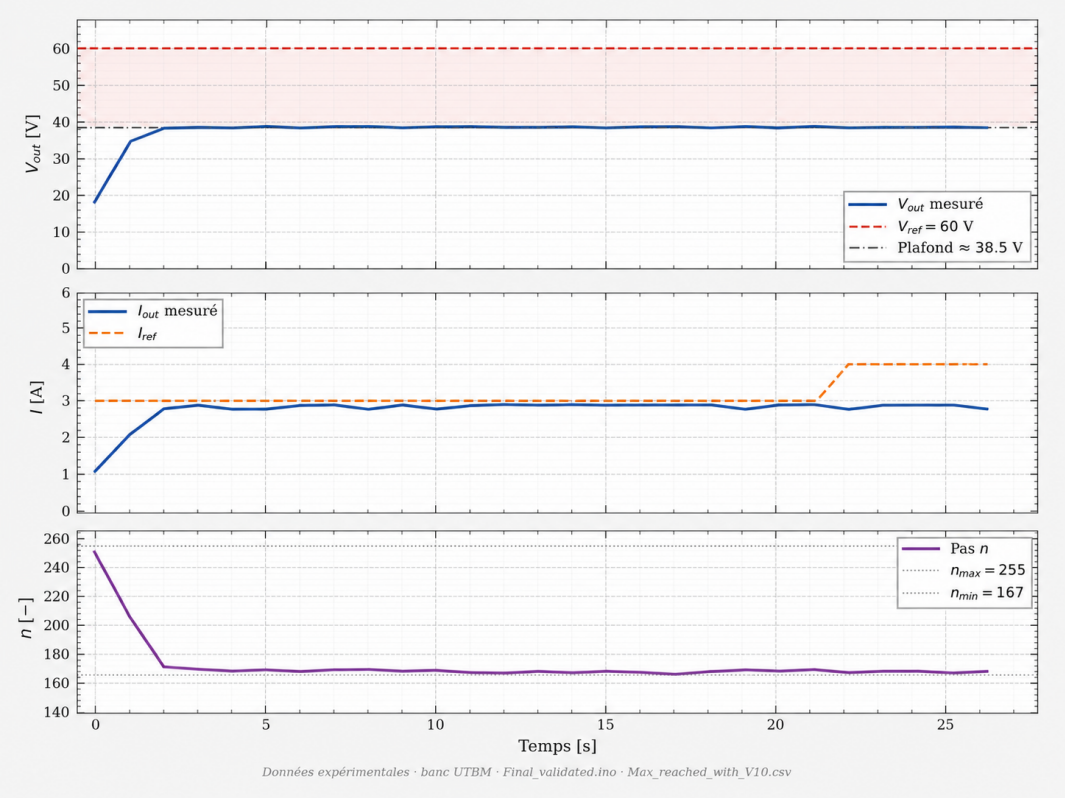


FIGURE 4.15 – Plafond physique — $V_e = 10$ V, $V_{ref} = 60$ V, $I_{out} \approx 2{,}9$ A : V_s plafonne à 38,5 V malgré $n_{\min} = 167$; I_{ref} plafonne à ≈4 A, borne effective imposée par l'anti-windup ($\sigma_V \leq 147$) et non la saturation à 8 A.

À faible charge ($I_{out} \approx 1{,}4$ A), V_s atteint 60 V ($t_{95\%} = 3{,}0$ s, $e_{ss} \approx 0$ %). Lorsque I_{out} dépasse 2,4 A, V_s décroche vers 38 V : le convertisseur ne peut plus maintenir 60 V à ce niveau de puissance. La récupération après réduction de la charge confirme que le décrochage est réversible. Sous charge maintenue à 2,9 A, le plafond est ≈ 38,5 V ; cette limite est intrinsèque au convertisseur et ne peut être surmontée logiciellement.

Synthèse

TABLE 4.3 – Récapitulatif des essais — boucle de courant.

V_{ref} (V)	V_e (V)	I_{out} (A)	V_s (V)	e_{ss} (%)	Observation
36	10,1	≈2	36,0	0,0	Régulation réussie
24	15,6	≈1,4	29,2	+21,7	Windup intégrateur
48	10,1	≈3	24,6	−48,8	Consigne non atteinte
60	10,1	0,5–2,9	38–60	—	Décrochage réversible
60	10,1	≈2,9	38,4	−36,0	Plafond physique

Ces essais montrent que la boucle de courant assure une régulation correcte pour des consignes modérées (autour de 36 V, $I_{out} \leq 2$ A). Deux limites sont identifiées : l'emballement de l'intégrateur en saturation, et l'absence d'action corrective active sur la tension de sortie. Ces observations motivent l'ajout d'une boucle de tension externe, décrite à la section suivante.

4.5.4 Résultats de la boucle de régulation en tension

La boucle de tension ajoute une boucle PI externe autour de la boucle de courant, avec rampe de consigne et anti-windup. Elle vise à réguler activement V_s, à limiter le taux de montée en tension et à rejeter les variations de charge et de tension d'entrée.

Réponse nominale

Consigne $V_{ref}^{*} = 24$ V, $V_{in} = 8{,}9$ V, charge CC $I_{out} = 1{,}5$ A. La Figure 4.16 présente l'évolution de V_{out}, I_{ref} et n depuis l'activation de la régulation.

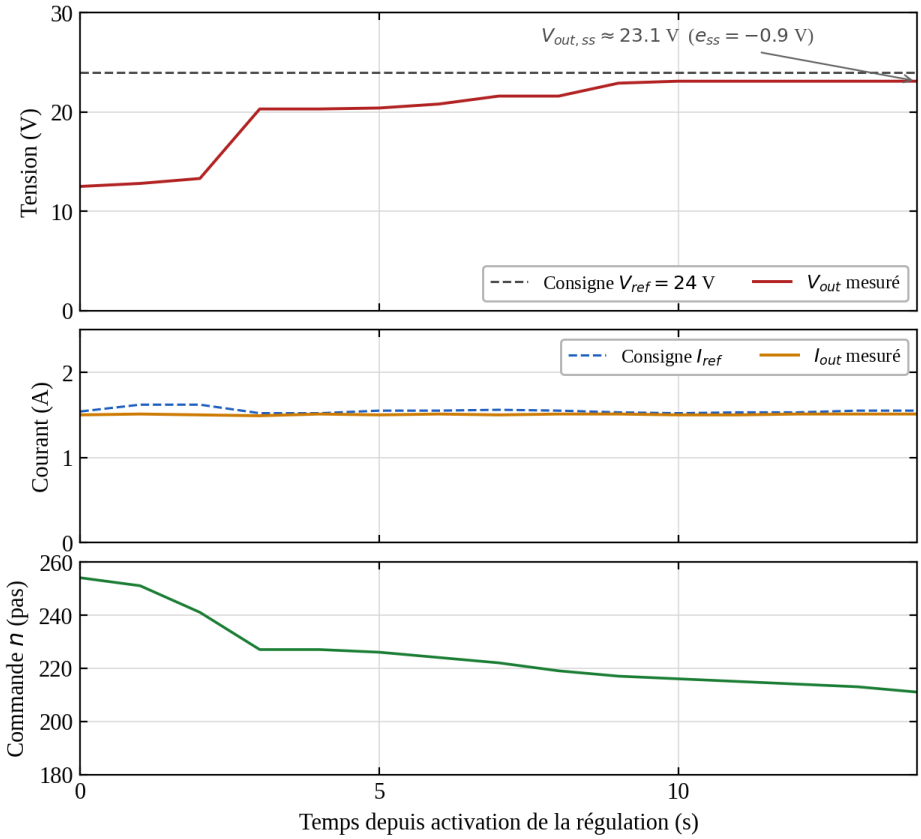


FIGURE 4.16 – Réponse nominale — $V_{ref}^{*} = 24$ V, $V_{in} = 8{,}9$ V, CC 1,5 A : tension (haut), courant (milieu), commande n (bas).

V_{out} converge en ≈ 13 s avec $e_{ss} = -0{,}9$ V ($-3{,}8$ %). Cette erreur résiduelle est irréductible : dans la zone $n > 200$, chaque pas $\Delta n = 1$ correspond à $\approx 0{,}13$ V, ce qui fixe la précision maximale atteignable indépendamment des gains. n décroît de 255 à 211 de façon monotone ($n \downarrow \Rightarrow V_{out} \uparrow$) ; I_{ref} se stabilise à 1,5 A dès que la tension converge.

Changements de consigne successifs et rampe

Essai à $V_{ref}^{*} \in \{26, 36, 46, 50\}$ V ($V_{in} = 10$ V, $I_{out} = 1{,}5$ A). La Figure 4.17 montre la consigne cible, la référence rampée et V_{out}.

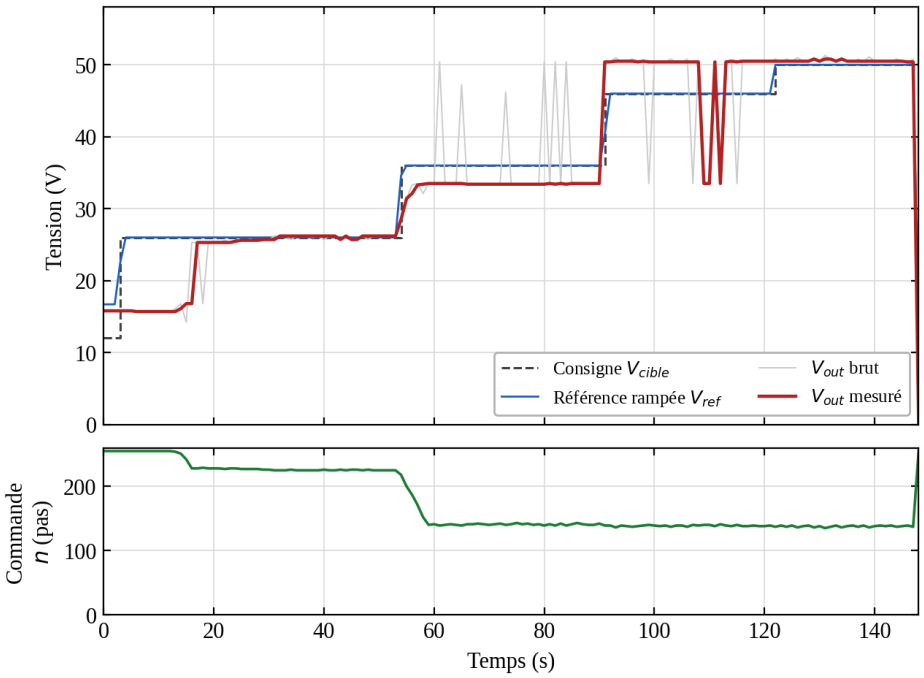


FIGURE 4.17 – Changements de consigne successifs — $V_{in} = 10$ V, CC 1,5 A : consigne cible (tirets), V_{ref} rampée (bleu), V_{out} (rouge) et commande n (bas). Arrêt d'urgence à $t \approx 148$ s (n remonte à 255).

La rampe de 9,6 V/s est opérationnelle : V_{ref} suit V_{cible} progressivement et V_{out} suit V_{ref} avec quelques secondes de retard. À 26 V et 50 V, V_{out} se stabilise à $\pm 0{,}5$ V de la consigne. À 36 V et 46 V, la sortie converge vers le palier de n le plus proche ($\approx 33{,}4$ V et ≈ 50 V respectivement) : ce n'est pas un défaut du régulateur mais une limite de résolution de $K(n)$, détaillée en Section 4.5.5.

Emballement de l'intégrateur

Pour $V^*_{ref} = 60$ V inatteignable ($V_{in} = 10$ V, $I_{out} = 3$ A), n atteint la butée ($n = 0$) et l'intégrateur s'emballe. La Figure 4.18 illustre ce comportement.

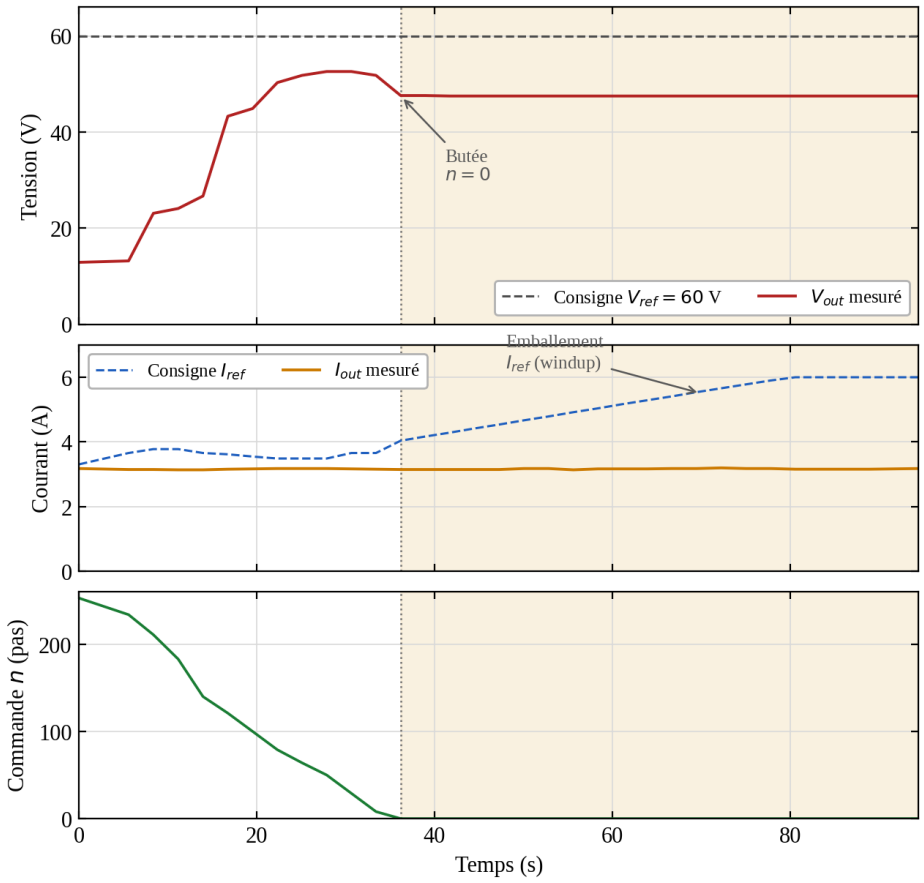


FIGURE 4.18 – Emballement de l'intégrateur — $V^*_{ref} = 60$ V, $V_{in} = 10$ V, CC 3 A : V_{out} (haut), I_{ref} et I_{out} (milieu), n (bas). Zone orangée : $n = 0$, I_{ref} s'emballe sans effet.

n décroît jusqu'à 0 en 36 s ; V_{out} culmine à 52,6 V puis retombe à 47,5 V (plafond physique). L'intégrateur continue alors d'accumuler l'erreur $e_V = 12{,}5$ V : I_{ref} croît (jusqu'à ≈ 6 A) sans aucun effet sur la sortie. La borne $|\sigma_V| \leq 147$ (anti-windup, Eq. 4.14) limite cette accumulation et prévient le dépassement lors du retour à une consigne atteignable. Contrairement à la boucle de courant dont le plafond de tension était passif (simple blocage de n), la boucle de tension active crée ce risque d'emballement : l'anti-windup est donc indispensable.

Effet de la charge et de la tension d'entrée

La Figure 4.19 compare V_{out} en régime établi pour 0,5 A et 1,5 A ($V_{in} = 10$ V). La consigne 36 V est exclue (artefact de résolution de $K(n)$, non lié à la charge).

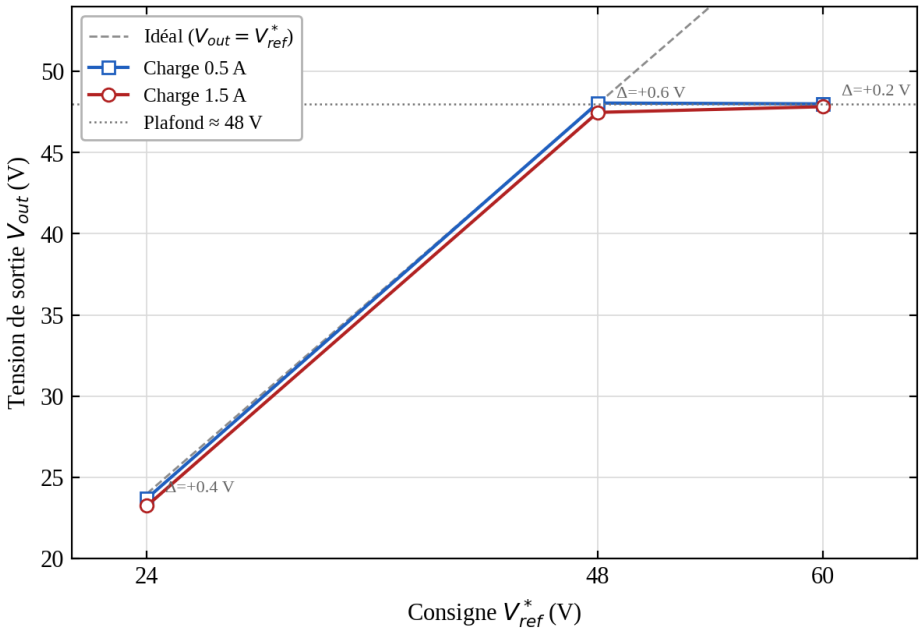


FIGURE 4.19 – Effet de la charge — $V_{in} = 10$ V, régime établi. Plafond physique (≈48–50 V selon la charge) atteint pour les deux charges dès $V^*_{ref} \gtrsim 48$ V.

L'écart entre les deux charges est inférieur à 0,6 V sur toute la plage atteignable, ce que la boucle de courant seule ne garantissait pas. Au-delà de ≈48 V, les deux courbes convergent vers le plafond physique imposé par la limite de puissance de la source (≈ 100 W) ; ce plafond (≈ 50 V, ±2 V selon le courant de charge) dépend de la charge et non de V_{in}.

Des essais complémentaires à $V_{in} = 8{,}9$ V donnent 23,2 V et 48,1 V pour des consignes de 24 V et 48 V, contre 23,3 V et 47,5 V à $V_{in} = 10$ V : l'écart est inférieur à 0,6 V dans les deux cas, confirmant le rejet efficace des variations d'entrée dans la plage PEMFC (8–12 V).

Décrochage sur consigne inatteignable

Un balayage de consigne de 24 à 58 V ($V_{in} = 8{,}9$ V, CC 1,5 A) illustre le comportement de la cascade au-delà du plafond physique. La Figure 4.20 présente les trois grandeurs de la cascade.

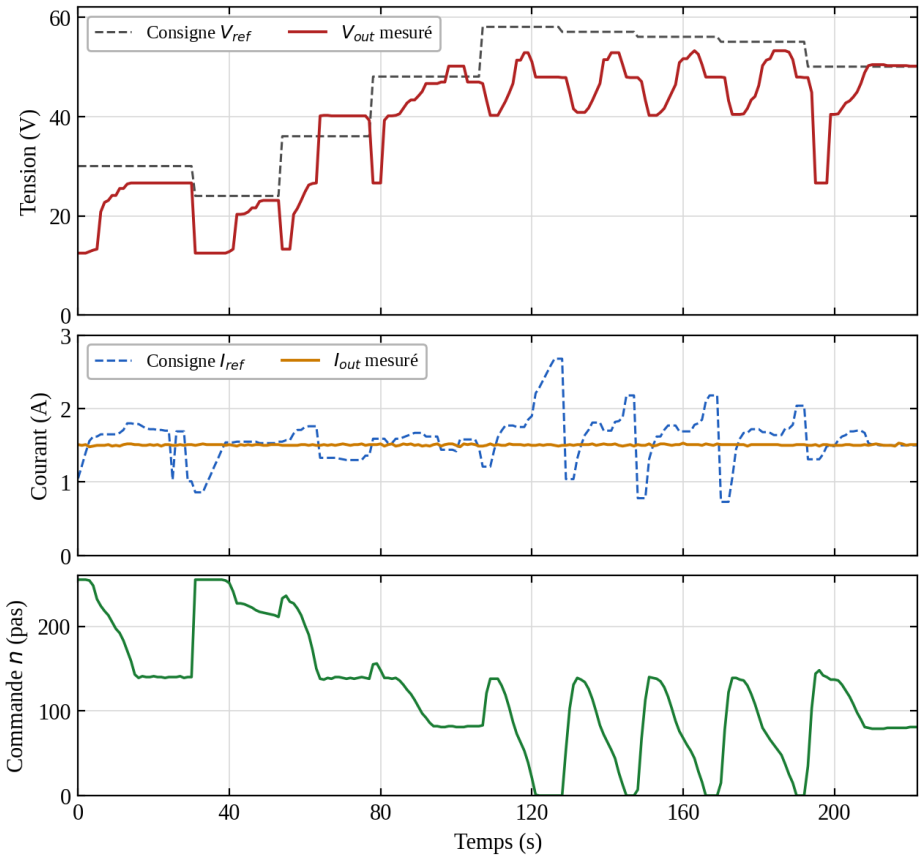


FIGURE 4.20 – Décrochage — balayage 24–58 V, $V_{in} = 8{,}9$ V, CC 1,5 A : V_{out} (haut), I_{ref} et I_{out} (milieu), commande n (bas).

Jusqu'à 50 V, V_{out} suit la consigne et n décroît de façon monotone. Pour $V^*_{ref} \geq 55$ V, le convertisseur décroche : V_{out} entre en cycle limite (40–53 V) et n oscille entre 0 et 138. La puissance d'entrée plafonne à ≈ 100 W (limite de la source), et le correcteur alterne entre la butée $n = 0$ et un point de repli sans pouvoir se stabiliser, V_{out} et I_{in} évoluant en opposition avec n. Le plafond en charge est ainsi ≈ 50 V, contre ≈ 58 V à vide : la différence reflète les pertes du convertisseur à pleine charge.

Synthèse

TABLE 4.4 – Synthèse — boucle de tension ($V_{in} = 10$ V, CC 1,5 A sauf indication).

Essai	V^*_{ref} (V)	$V_{out,ss}$ (V)	e_{ss} (%)	**Observation**
Réponse nominale	24	23,1	−3,8	$t_s \approx 13$ s
Suivi de consigne	26	25,9	−0,4	Rampe opérationnelle
Limite $K(n)$	36	33,4	−7,2	Palier adjacent
Limite $K(n)$	46	50,0	+8,7	Palier adjacent
Suivi de consigne	50	50,5	+1,0	Régulation stable
Windup (3 A)	60	47,5	−20,8	$n = 0$, emballement
Décrochage	≥ 55	40–53	—	Cycle limite

La boucle de tension apporte trois améliorations par rapport à la boucle de courant seule : régulation active de V_s, rampe de consigne protégeant la source, et rejet des variations de charge ($\Delta V_{out} < 0{,}6$ V/A).

En contrepartie, elle introduit le risque d'emballement intégral en saturation — traité par l'anti-windup — et présente une erreur statique irréductible liée à la discrétisation de n.

4.5.5 Analyse et discussion

Comparaison simulation – banc réel

La simulation PI cascade et le banc reposent sur la même architecture, mais diffèrent sur la variable manipulée : rapport cyclique $d \in [0, 1]$ continu en simulation, pas $n \in [0, 255]$ discret sur le banc. Sur le banc, la relation $V_s(n)$ est hyperbolique et sa résolution effective varie entre 0,13 V ($n > 150$) et 0,32 V ($n < 80$). De plus, la boucle de tension agit sur n à travers le régulateur PI interne du Boost, dont la dynamique propre n'est pas identifiable, ce qui allonge le temps de réponse mesuré (≈ 13 s) par rapport aux prévisions de simulation. Les comportements qualitatifs sont néanmoins retrouvés : convergence, emballement en saturation, efficacité de la rampe. La simulation est donc un outil de conception valide pour cette architecture, à condition de tenir compte de la non-linéarité de l'actionneur lors de l'interprétation.

Non-linéarité de $K(n)$ et résolution de l'actionneur

La loi $K(n) = 1 + A/n$ quasi-linéarise $V_s(n)$ pour $V_s > 30$ V, mais deux effets résiduels subsistent. Premièrement, l'erreur statique irréductible : l'intégrateur converge à la valeur entière de n la plus proche, introduisant une erreur de l'ordre de $\Delta V/2$ ($\approx$ 0,1 à 0,2 V en zone linéaire). Deuxièmement, la convergence vers le palier adjacent pour les consignes 36 V et 46 V : dans la zone $n \approx 138$–140, le pas de tension dépasse 13 V, rendant impossible toute stabilisation entre les deux paliers. Ces deux effets sont intrinsèques à l'actionneur et indépendants des gains du régulateur.

Limites du convertisseur et récapitulatif

TABLE 4.5 – Limites du régulateur vs limites du convertisseur.

Phénomène	**Origine**	**Améliorable ?**
Temps de réponse ≈ 13 s	Gains conservateurs	Oui — augmenter $K_{p,V}$
Erreur statique < 4 %	Discrétisation de n	Non
Palier adjacent	Non-linéarité de $K(n)$	Non
Emballement intégral	PI sans anti-windup	Oui — implémenté
Plafond ≈ 50 V en charge	Limite source / Boost	Non (matériel)
Cycle limite au-delà du plafond	Limite source / Boost	Non (matériel)

Le banc valide la faisabilité de la commande cascade tension/courant sur convertisseur commercial. Les limites matérielles identifiées tel que la non-linéarité de l'actionneur, plafond de puissance et la dynamique interne non maîtrisée motivent le passage à une commande prédictive par modèle (MPC), qui intègre explicitement ces contraintes dans la loi de commande.

4.6 Bilan de la validation de la commande

Ce chapitre a présenté la mise en œuvre expérimentale de la commande d'un convertisseur Boost commercial par retour de tension.

Le banc repose sur un principe de commande indirect : l'Arduino agit sur un potentiomètre numérique MCP41010 qui modifie l'atténuation du retour de tension interne du Boost. Cette architecture impose une variable de commande discrète ($n \in [0, 255]$) avec une loi $V_s(n)$ non linéaire, ce qui distingue fondamentalement l'implémentation réelle du modèle de simulation.

La boucle de courant assure le suivi d'une consigne avec un plafond de tension passif, mais ne régule pas activement la tension de sortie. Ses essais ont mis en évidence l'emballement intégral en saturation et l'impossibilité d'imposer une trajectoire de montée contrôlée.

La boucle de tension, contribution principale de ce travail, corrige ces limitations par l'ajout d'une boucle PI externe, d'une rampe et d'un anti-windup. Les résultats valident :

— le suivi de consigne avec $e_{ss} < 4$ % dans la plage atteignable ;

— la rampe de 9,6 V/s limitant le taux de variation imposé à la source ;

— le rejet des variations de charge ($\Delta V_{out} < 0{,}6$ V pour $\Delta I_{out} = 1$ A) et de tension d'entrée ($\Delta V_{out} < 0{,}6$ V sur 8–12 V).

Deux limites intrinsèques au matériel ont été caractérisées et distinguées des limites du régulateur : la résolution finie de $K(n)$ (erreur statique irréductible, paliers adjacents) et le plafond de puissance de la source (≈ 100 W), qui fixe la tension maximale atteignable en charge à ≈ 50 V.

Ces résultats fournissent la référence PI cascade pour la comparaison avec la commande prédictive développée au chapitre suivant, dont l'apport original est l'intégration des contraintes dynamiques de la pile à combustible directement dans la loi de commande.

4.7 Supervision et acquisition des données par LabVIEW

La supervision du banc expérimental est assurée par une interface développée sous LabVIEW, communiquant avec l'Arduino via une liaison série USB. Cette interface remplit un double rôle : d'une part, elle permet la visualisation en temps réel des grandeurs électriques mesurées sur le banc et leur enregistrement dans un fichier ; d'autre part, elle permet à l'opérateur d'envoyer des consignes à l'Arduino sans passer par le moniteur série de l'environnement de développement. L'arrêt d'urgence matériel reste cependant indépendant et ne peut pas être piloté depuis LabVIEW.

4.7.1 Communication série Arduino–PC

L'Arduino envoie une trame de données sur la liaison série toutes les secondes, dès lors que le système est sous tension. Cette trame contient l'ensemble des grandeurs nécessaires à la supervision et à l'enregistrement des essais. Le format de la trame est récapitulé dans le Tableau 4.6.

La fréquence d'envoi d'une trame par seconde est suffisante pour le suivi des régimes établis et des transitions lentes. Pour les phénomènes transitoires rapides (réponse à un échelon), les mesures sont complétées par un oscilloscope connecté directement aux bornes du convertisseur.

En plus de la réception de données, LabVIEW peut envoyer des consignes vers l'Arduino via la même liaison série. L'Arduino interprète la valeur reçue comme une consigne de tension (`setVoltage`) ou de courant (`setCurrent`), selon l'état courant de la machine à états. Ce mécanisme permet à l'opérateur de piloter le point de fonctionnement sans intervenir sur le moniteur série de l'environnement Arduino.

TABLE 4.6 – Format de la trame série `DATA` envoyée par l'Arduino (débit : 115 200 baud, champs séparés par des virgules, paires `clé=valeur`).

Champ	Unité	Description
`DATA`	—	Identifiant de trame de mesure
`state`	—	Code de l'état courant
`Vref_V`	V	Consigne de tension cible
`Vout_V`	V	Tension de sortie mesurée
`Vin_V`	V	Tension d'entrée (source) mesurée
`Iin_A`	A	Courant d'entrée mesuré
`Iout_A`	A	Courant de sortie mesuré
`Vbus_V`	V	Tension du bus interne du Boost
`Set`	—	Consigne appliquée
`Running`	—	Indicateur de régulation active (0/1)

4.7.2 Interface LabVIEW

L'interface LabVIEW développée pour ce banc est organisée autour de trois fonctions principales : l'affichage temps réel des données reçues, l'envoi de consignes et l'enregistrement automatique des mesures dans un fichier.

Panneau frontal. Le panneau frontal (Figure 4.21) constitue l'interface opérateur. Il regroupe le sélecteur de port *VISA resource name*, le champ de saisie *Commande* associé au bouton *Envoyer* pour la transmission des consignes, le bouton *STOP* d'arrêt de l'acquisition, l'indicateur *read buffer* affichant la dernière trame reçue, et la zone *log* présentant l'historique horodaté des trames.

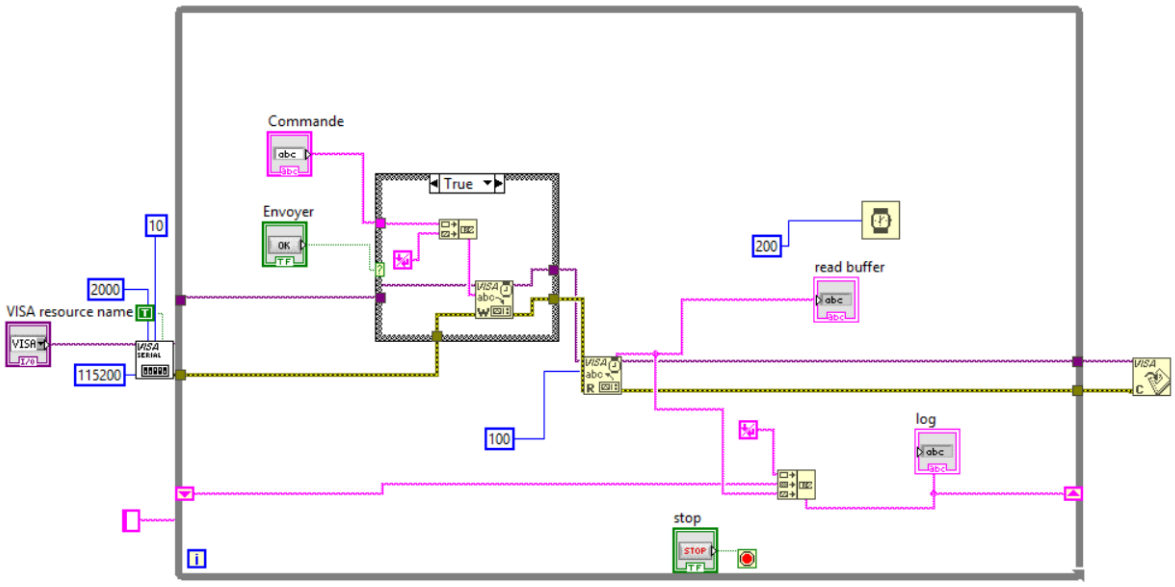


FIGURE 4.21 – Panneau frontal de l'interface LabVIEW en cours d'acquisition : sélection du port (*COM6*), saisie et envoi des consignes, dernière trame reçue (*read buffer*) et historique horodaté des trames (*log*).

Diagramme bloc. Le diagramme bloc (Figure 4.22) repose sur une boucle *While* exécutée en continu. À l'initialisation, le sous-VI *VISA Configure Serial Port* ouvre le port désigné par *VISA resource name* et fixe les paramètres de la liaison : débit de 115 200 baud, caractère de fin de trame `\n` (code ASCII 10) et délai d'attente (*timeout*) de 2000 ms.

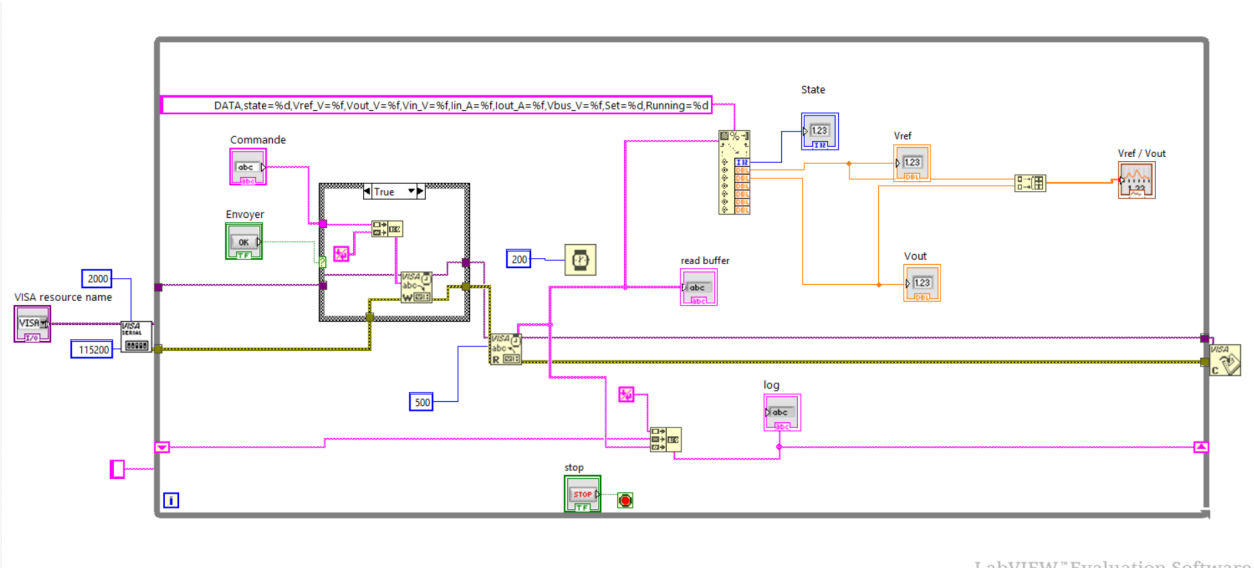


FIGURE 4.22 – Diagramme bloc LabVIEW : boucle d'acquisition avec configuration de la liaison série, envoi conditionnel des consignes (structure *Case*), lecture des trames, affichage et tracé en temps réel.

À chaque itération, deux opérations sont réalisées. D'une part, une structure *Case* est pilotée par le bouton *Envoyer* : lorsqu'il est actionné, la chaîne saisie dans le champ *Commande* est complétée par un retour à la ligne puis transmise à l'Arduino via *VISA Write*. D'autre part, *VISA Read* lit les octets disponibles sur le port et les affiche dans l'indicateur *read buffer*. Les champs numériques de la trame sont extraits par le bloc *Scan From String* puis tracés en temps réel sur un graphe déroulant (*Waveform Chart*) superposant la consigne V_{ref} et la tension mesurée V_s. Une temporisation de 200 ms cadence la boucle.

La boucle s'interrompt sur action du bouton *STOP* ou en cas d'erreur de communication, après quoi le port série est refermé proprement par *VISA Close*, garantissant la libération de la ressource.

Protocole et acquittements. Au démarrage, l'Arduino émet une ligne `Demarrage` suivie d'une ligne `FORMAT:` décrivant la structure de la trame, ce qui rend le flux auto-documenté. Chaque consigne envoyée depuis LabVIEW est acquittée par une trame `ACK` (par exemple `ACK,Vref=50.00` pour la prise en compte d'une nouvelle consigne de tension, ou `ACK,START` au lancement de la régulation), confirmant à l'opérateur la bonne réception de la commande. Ce mécanisme d'acquittement, visible dans la zone *log* de la Figure 4.21, facilite le diagnostic en cas de problème de communication.

Enregistrement des mesures. Chaque trame reçue est horodatée et enregistrée dans un fichier au format texte, permettant une exploitation ultérieure sous Python ou un tableur. Le nom du fichier est généré automatiquement à partir de la date et de l'heure de début d'essai. C'est à partir de ces fichiers que sont tracées les courbes expérimentales présentées en Section 4.5.

La Figure 4.23 illustre une acquisition réalisée par l'interface lors d'un essai à $V_e = 10$ V. Elle superpose la consigne envoyée par l'opérateur, la consigne rampée générée par l'Arduino et la tension mesurée, reconstruites à partir du fichier enregistré automatiquement par le VI. Cette acquisition démontre le fonctionnement de

bout en bout de la chaîne de supervision : génération de la consigne, régulation, et enregistrement des mesures exploitables.

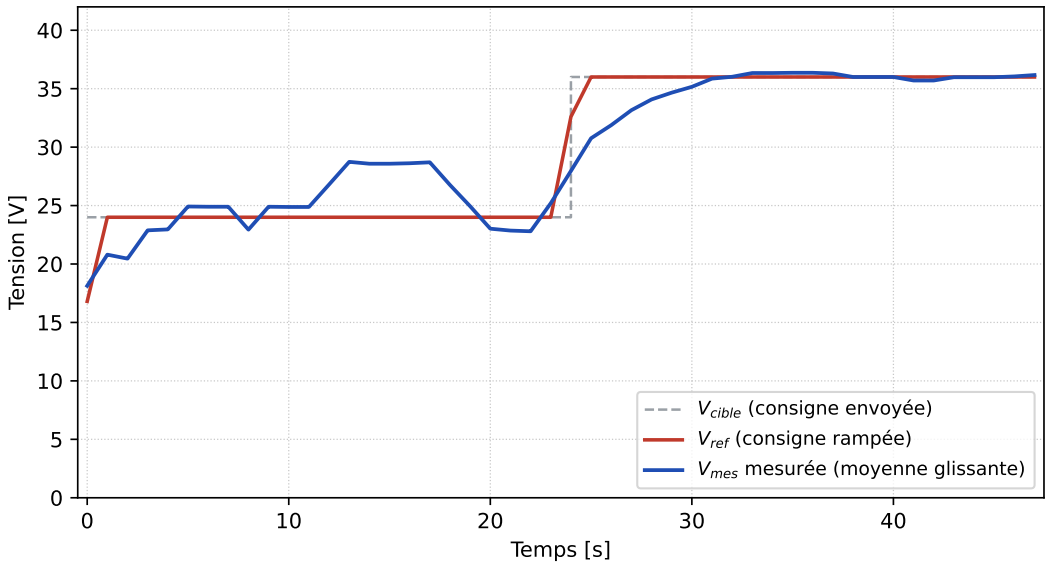


FIGURE 4.23 – Suivi de consigne acquis via l'interface LabVIEW ($V_e = 10$ V, échelons $24 \rightarrow 36$ V).

Coordination avec les arrêts d'urgence. L'arrêt d'urgence matériel (boutons AU1 et AU2) reste indépendant du logiciel de supervision. En cas de déclenchement, la coupure physique est assurée par le matériel sans intervention logicielle ; LabVIEW se contente de détecter le changement d'état dans la trame série (`ESTOP1` ou `ESTOP2`) et de le signaler à l'opérateur via la zone *log*.

Perspective : séquençage automatisé. Dans sa version actuelle, l'envoi des consignes est manuel : l'opérateur saisit une valeur puis valide. Une évolution naturelle de l'interface consiste à automatiser les campagnes d'essais en définissant une liste de points de fonctionnement $(V_{\text{set}}, I_{\text{set}})$ transmis successivement à l'Arduino, en attendant l'établissement du régime permanent entre chaque point avant l'enregistrement. Cette automatisation réduirait le temps de caractérisation et améliorerait la reproductibilité des essais combinés V_e / V_s.

4.8 Communication CAN

Le bus CAN (*Controller Area Network*) est intégré à la carte de commande afin d'assurer la communication entre le système de commande du convertisseur Boost et la supervision de la pile à combustible. Cette section présente l'architecture retenue, la mise en œuvre sur le banc, les difficultés rencontrées lors de la mise au point, la validation expérimentale et les perspectives d'intégration.

4.8.1 Objectif et architecture

Au-delà du simple transfert de données entre l'Arduino et un ordinateur, le bus CAN s'inscrit dans l'architecture globale du système pile à combustible – convertisseur Boost – supervision. Une pile PEMFC ne se comporte pas comme une source de tension idéale : sa tension varie avec le courant demandé, et son

fonctionnement impose des contraintes de sécurité, de limitation du courant et de variation progressive de la charge. Le bus CAN, robuste, différentiel et adapté aux systèmes embarqués distribués, constitue donc un moyen pertinent pour échanger les informations nécessaires entre les différents sous-systèmes. Les échanges prévus sont les suivants :

— transmission des mesures électriques du banc vers la supervision ;

— réception des consignes de tension et des ordres de fonctionnement envoyés par la supervision vers l'Arduino ;

— échange des états de fonctionnement et des alarmes (surintensité, sous-tension, arrêt d'urgence) afin de coordonner la mise en marche et l'arrêt de l'ensemble.

Le contrôleur CAN retenu est le MCP2515, piloté par bus SPI depuis l'Arduino (broche CS sur D10, interruption sur A0). Le transceiver physique est le MCP2551, qui assure l'adaptation au bus différentiel. Le débit retenu est de 125 kbit/s, compatible avec les longueurs de câble du banc. La connectique est assurée par deux prises DB9 (mâle et femelle) permettant le chaînage des équipements au standard CANopen ; la terminaison du bus peut être activée localement sur la carte via l'interrupteur SW1.

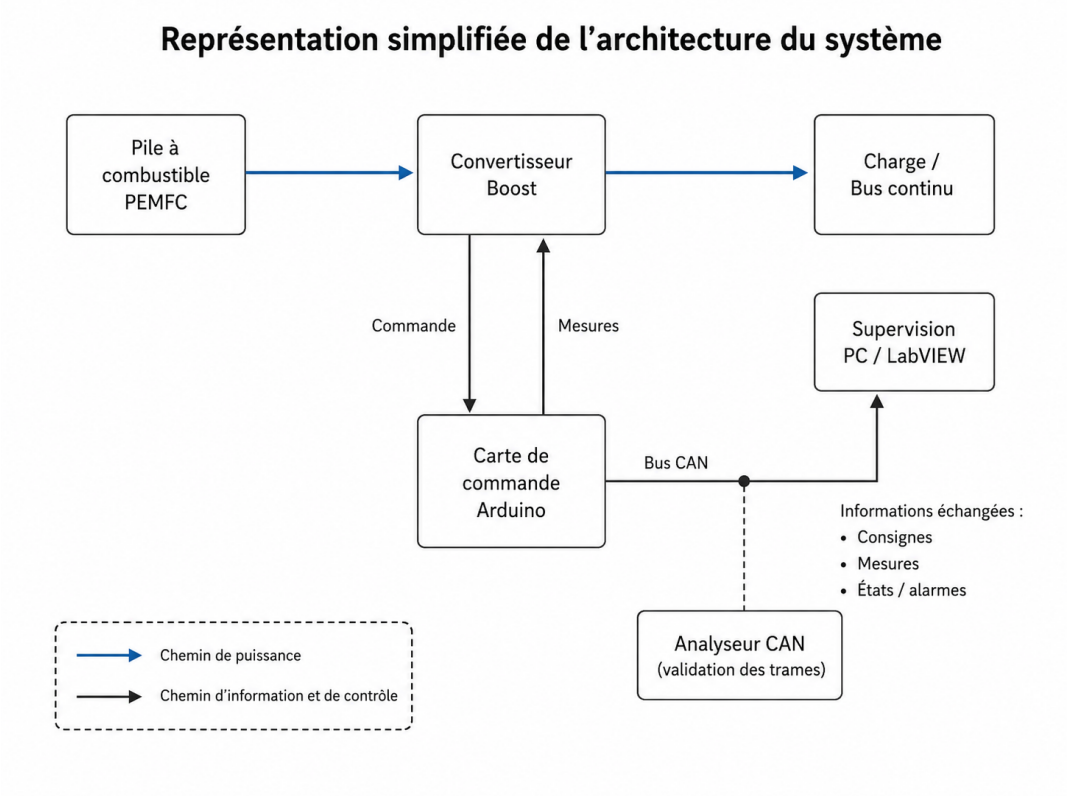


FIGURE 4.24 – Représentation simplifiée de l'architecture du système : séparation du chemin de puissance (pile – Boost – charge) et du chemin d'information et de contrôle (carte de commande – supervision via bus CAN).

4.8.2 Mise en œuvre et paramètres retenus

La configuration finale validée sur le banc est récapitulée dans le Tableau 4.7.

TABLE 4.7 – Paramètres de configuration du bus CAN retenus.

Paramètre	**Valeur retenue**
Librairie utilisée	`mcp_can` (coryjfowler)
Vitesse de bus	`CAN_125KBPS`
Fréquence oscillateur	`MCP_20MHZ`
Mode de filtre	`MCP_ANY` (réception de toutes trames)
Broche Chip Select (CS)	D10
Broche interruption (INT)	A0
Mode opérationnel	`MCP_NORMAL` (appel explicite obligatoire)
Identifiant trame TX	`0x100` (mesures/état, toutes les 100 ms)
Identifiant trame RX	`0x200` (consignes reçues)

Un point critique de la configuration est l'appel explicite à `setMode(MCP_NORMAL)` après l'initialisation du contrôleur. Sans cet appel, le MCP2515 reste en mode de configuration et n'émet ni ne reçoit aucune trame sur le bus, sans générer d'erreur apparente. Ce comportement a été une source de confusion lors de la mise au point initiale.

Structure de la trame d'état (ID `0x100`). La trame émise toutes les 100 ms encode huit octets selon la structure du Tableau 4.8. Les grandeurs sur 16 bits sont codées en *little-endian*. Cette trame transporte la tension et le courant de sortie, la consigne de courant interne de la boucle de régulation, ainsi que deux informations de diagnostic propres au banc : l'état de la machine d'états et la valeur courante du potentiomètre numérique.

TABLE 4.8 – Structure de la trame d'état CAN (ID `0x100`, DLC = 8 octets).

Octet(s)	**Champ**	**Type**	**Grandeur**	**Unité**
0–1	`Vout_mV`	uint16 (LE)	Tension de sortie	mV
2–3	`Iout_mA`	uint16 (LE)	Courant de sortie	mA
4–5	`Iref_mA`	uint16 (LE)	Consigne de courant interne	mA
6	`state`	uint8	État de la machine d'états (0–9)	–
7	`pot_n`	uint8	Pas du potentiomètre numérique (0–255)	–

La trame de consigne (ID `0x200`), reçue par interruption sur la broche A0, contient la consigne de tension (codée sur 16 bits, en dixièmes de volt) et un octet de commande déclenchant l'action correspondante côté Arduino.

4.8.3 Validation expérimentale

La validation de la communication a donc été réalisée à l'aide de l'analyseur *CAN BUS Analyzer* de Microchip et de son boîtier USB dédié, qui permet de visualiser et d'enregistrer les trames circulant sur le bus (Figure 4.25).



FIGURE 4.25 – Réception en temps réel des trames d'état (ID `0x100`, DLC = 8) sous *CAN BUS Analyzer* (Microchip). L'écart inter-trames affiché (≈0,10 s) confirme la période d'émission de 100 ms.

L'outil confirme l'émission régulière des trames d'identifiant `0x100`. Sur un enregistrement de 734 trames, l'écart inter-trames moyen mesuré est de 103 ms, conforme à la période visée de 100 ms. Le décodage de l'enregistrement selon la structure du Tableau 4.8 restitue des grandeurs physiquement cohérentes : la tension de sortie reconstruite varie de 0,7 à 50,7 V, et la machine d'états suit la progression attendue de la séquence de démarrage (`ESTOP1` → `INON` → `OUTON` → `RUNNING`), comme l'illustre la Figure 4.26. La cohérence simultanée du contenu des trames et de la chronologie de la machine d'états valide la chaîne de communication de bout en bout.

CAN BUS Analyzer

File View Tools Setup Help

Rolling Trace

TRACE	ID	DLC	DATA 0	DATA 1	DATA 2	DATA 3	DATA 4	DATA 5	DATA 6	DATA 7	TIME STAMP (sec)	TIME DELTA (sec)
RX	0x100	8	0x4F	0xB2	0x28	0x00	0x8C	0x08	0x06	0x00	500,1853	0,101
RX	0x100	8	0x77	0xB2	0x22	0x00	0x8A	0x08	0x06	0x00	500,0842	0,102
RX	0x100	8	0x62	0xB2	0x35	0x00	0x8A	0x08	0x06	0x00	499,9822	0,103
RX	0x100	8	0x64	0xB2	0x2F	0x00	0x89	0x08	0x06	0x00	499,8792	0,101
RX	0x100	8	0x55	0xB2	0x1C	0x00	0x89	0x08	0x06	0x00	499,7782	0,103
RX	0x100	8	0x58	0xB2	0x19	0x00	0x8A	0x08	0x06	0x00	499,6752	0,102
RX	0x100	8	0x78	0xB2	0x1C	0x00	0x8B	0x08	0x06	0x00	499,5732	0,102
RX	0x100	8	0x5B	0xB2	0x33	0x00	0x8C	0x08	0x06	0x00	499,4712	0,103
RX	0x100	8	0x65	0xB2	0x22	0x00	0x8A	0x08	0x06	0x00	499,3683	0,101
RX	0x100	8	0x74	0xB2	0x49	0x00	0x8C	0x08	0x06	0x00	499,2672	0,103
RX	0x100	8	0x72	0xB2	0x2B	0x00	0x8B	0x08	0x06	0x00	499,1642	0,102
RX	0x100	8	0x81	0xB2	0x2D	0x00	0x89	0x08	0x06	0x00	499,0622	0,103
RX	0x100	8	0x89	0xB2	0x21	0x00	0x8B	0x08	0x06	0x00	498,9592	0,102
RX	0x100	8	0x7F	0xB2	0x37	0x00	0x8A	0x08	0x06	0x00	498,8572	0,102
RX	0x100	8	0x72	0xB2	0x30	0x00	0x8C	0x08	0x06	0x00	498,7552	0,102

FIGURE 4.26 – Décodage de l'enregistrement CAN : tension de sortie et état de la machine d'états reconstruits à partir des trames `0x100`. La progression des états accompagne la montée de la tension de sortie, confirmant la cohérence des données transmises.

4.8.4 Perspectives d'intégration

La communication CAN est opérationnelle dans sa configuration de test. Son intégration complète dans la chaîne de supervision constitue la prochaine étape, avec deux objectifs principaux.

Le premier objectif est l'intégration sous LabVIEW via l'adaptateur NI USB-8473 déjà disponible sur le banc. LabVIEW assurerait alors la réception des trames de mesure CAN et leur affichage en temps réel, en complément ou en remplacement de la liaison série actuelle. Cette architecture fournirait un canal de communication robuste, moins sensible aux perturbations électromagnétiques que la liaison USB, pour les essais en conditions réelles avec la pile à combustible.

Le second objectif est le pilotage des consignes de la pile à combustible par CAN. L'Arduino enverrait les consignes de courant calculées par la boucle de régulation vers le système de contrôle de la pile, qui ajusterait en retour le débit d'hydrogène et les paramètres de fonctionnement du stack. Ce couplage permettrait de réaliser une régulation coordonnée source – convertisseur dans les conditions réelles d'un système à pile à combustible.

4.9 Conclusion

Ce chapitre a présenté la validation expérimentale de la commande d'un convertisseur Boost commercial sur banc réel. L'architecture retenue est une commande indirecte par potentiomètre numérique MCP41010, agissant sur le retour de tension interne du convertisseur : la variable de commande est le pas discret $n \in [0, 255]$, avec une loi $V_s(n)$ hyperbolique et non linéaire.

Les essais de la boucle de courant ont établi le point de fonctionnement nominal ($V_{ref} = 36$ V, $I_{out} \approx 2$ A, $e_{ss} = 0$ %) et identifié ses deux limites : l'absence d'action corrective active sur la tension de sortie, et l'emballement intégral lors des saturations prolongées de n.

La boucle de tension, contribution principale de ce travail, corrige ces limitations. Les résultats expérimentaux valident :

— le suivi de consigne avec $e_{ss} < 4$ % dans la plage atteignable, l'erreur résiduelle étant irréductible et liée à la discrétisation de n ;

— la rampe de tension à 9,6 V/s, qui limite les appels de courant imposés à la source ;

— le rejet des variations de charge ($\Delta V_{out} < 0{,}6$ V pour $\Delta I_{out} = 1$ A) et de tension d'entrée ($\Delta V_{out} < 0{,}6$ V sur la plage 8–12 V).

Le plafond physique du convertisseur (≈ 50 V en charge, ≈ 58 V à vide) et le cycle limite au-delà sont des limites matérielles non contournables logiciellement, distinguées des limites du régulateur.

La supervision LabVIEW et la communication CAN complètent le système : la liaison série assure l'acquisition et l'envoi des consignes en temps réel ; le bus CAN (MCP2515/MCP2551, 125 kbit/s) a été validé sur 734 trames avec un écart inter-trames moyen de 103 ms, confirmant la cohérence de la chaîne de communication de bout en bout.

L'ensemble de ces résultats constitue la référence expérimentale PI cascade pour la commande prédictive par modèle développée au chapitre suivant, dont l'apport original est l'intégration explicite des contraintes dynamiques de la pile à combustible dans la loi de commande.

Conclusion générale

Ce travail a porté sur la régulation de la tension de sortie d'un convertisseur Boost DC-DC alimenté par une pile à combustible PEMFC, en combinant une étude par simulation sur deux topologies et deux stratégies de commande, et une validation expérimentale sur banc réel.

En simulation, les deux stratégies de commande étudiées — le régulateur PI en cascade et le MPC — atteignent des performances équivalentes en régime permanent, les deux respectant la contrainte d'erreur statique imposée par le cahier des charges. La différence entre les deux commandes apparaît en régime transitoire : le MPC atteint la consigne sans dépassement, là où le PI produit un dépassement significatif dans les mêmes conditions, conséquence directe de la présence du zéro à droite qui contraint la bande passante de la boucle externe. L'entrelacement à quatre phases apporte quant à lui une réduction nette des ondulations de courant et de tension transmises à la source, bien en deçà des contraintes imposées par la membrane PEMFC. L'association MPC et convertisseur entrelacé constitue ainsi la configuration la plus favorable, en combinant la rapidité et la robustesse de la commande prédictive avec la réduction physique des ondulations apportée par la structure multiphasée, sans recours à un filtrage supplémentaire.

Sur le banc expérimental, la validation de la commande PI cascade s'est heurtée à une contrainte matérielle fondamentale : le rapport cyclique interne du convertisseur commercial n'est pas accessible depuis l'extérieur. La commande agit donc indirectement via un potentiomètre numérique dont la résolution discrète introduit une erreur statique irréductible, indépendante des gains du régulateur. Dans ces conditions, le PI cascade avec rampe et anti-windup assure un suivi de consigne satisfaisant sur la plage atteignable, un rejet efficace des variations de charge et de tension d'entrée, et une montée progressive de la tension qui protège la source des appels de courant brusques — ce qui constitue l'exigence première dans une application PEMFC. La chaîne de supervision est opérationnelle : l'interface LabVIEW assure l'acquisition et l'envoi des consignes en temps réel, et la communication CAN a été validée de bout en bout.

Deux limites matérielles ont été identifiées et distinguées des limites du régulateur. La non-linéarité de la loi $K(n)$ produit des paliers adjacents dans certaines zones de fonctionnement, rendant impossible la stabilisation entre deux valeurs discrètes de n. Le plafond physique du convertisseur commercial est une limite intrinsèque au matériel que la commande ne peut pas surmonter.

Les perspectives ouvertes par ce travail portent sur trois axes. L'implémentation du MPC sur le banc expérimental permettrait de confronter les gains transitoires observés en simulation aux contraintes réelles de l'actionneur discret. Le remplacement du convertisseur commercial par un prototype dédié rendrait le rapport cyclique directement accessible et lèverait les limitations liées à $K(n)$. Enfin, la connexion du banc à un PEMFC réel, couplée au pilotage des consignes de la source par bus CAN, constituerait une validation complète du système de conversion dans ses conditions d'application réelles.

Bibliographie

[1] A. LACHICHI, *Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant – Application aux convertisseurs pour pile à combustible*. Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, 2005.

[2] J. M. Orts, A. Fernández-Vega, J. M. Feliu, A. Aldaz, and J. Clavilier, "Electrochemical behaviour of co layers formed by solution dosing at open circuit on pt(111)," *Journal of Electroanalytical Chemistry*, vol. 327, pp. 261–278, 1992.

[3] Intergovernmental Panel on Climate Change, "Climate change 2023 : Synthesis report." `https://www.ipcc.ch/report/sixth-assessment-report-cycle/`, 2023. Consulté le 7 juillet 2026.

[4] International Energy Agency, "Net zero roadmap : A global pathway to keep the 1.5 °c goal in reach – 2023 update." `https://www.iea.org/reports/net-zero-roadmap-a-global-pathway-to-keep-the-15-c-goal-in-reach`, 2023. Consulté le 7 juillet 2026.

[5] International Energy Agency, "Global hydrogen review 2024." `https://www.iea.org/reports/global-hydrogen-review-2024`, 2024. Consulté le 7 juillet 2026.

[6] B. Huang, *Convertisseur continu-continu à rapport de transformation élevé pour applications pile à combustible*. Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2009. NNT : 2009INPL021N.

[7] M. Forouzesh, Y. P. Siwakoti, S. A. Gorji, F. Blaabjerg, and B. Lehman, "Step-up dc–dc converters : A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 12, pp. 9143–9178, 2017.

[8] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Experimental evaluation of four-phase floating interleaved boost converter design and control for fuel cell applications," *IET Power Electronics*, vol. 6, no. 2, pp. 215–226, 2013.

[9] H. MEHIDA, *Association Multi-Piles à combustible, convertisseurs et système de stockage pour applications embarquées*. Thèse de doctorat, Université de Biskra, 2023.

[10] M. N. Sid, M. Becherif, K. Marouani, and H. Alloui, "Gestion de l'énergie d'un système hybride pile à combustible/batterie basée sur la commande optimale," *Mediterranean Journal of Modeling and Simulation*, vol. 3, pp. 10–24, 2015.

[11] D. Chabane, *Thèse de doctorat*. PhD thesis, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, 2018.

[12] Zhou, "A review on proton exchange membrane multi-stack fuel cell systems : architecture, performance, and power management," *Applied Energy*, vol. 310, p. 118555, 2022.

[13] Lefevre, *Manuscrit final*. PhD thesis, HAL Thèses, n.d. Document PDF disponible en ligne sur HAL Thèses.

[14] S. Pittet, *Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT : traînée en tension à l'enclenchement*. Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.

[15] P. Thounthong, P. Sethakul, S. Rael, and B. Davat, "Design and implementation of 2-phase interleaved boost converter for fuel cell power source," in *4th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, 2008.

[16] A. Zorig, *Commande non linéaire d'une source décentralisée photovoltaïque à base de convertisseurs de puissance entrelacés et parallèles*. Thèse de doctorat, Université Amar Telidji Laghouat, 2017.

[17] Y. Huangfu, S. Zhuo, F. Chen, S. Pang, D. Zhao, and F. Gao, "Robust voltage control of floating interleaved boost converter for fuel cell systems," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 1, pp. 665–674, 2018.

[18] M. Kabalo, D. Paire, B. Blunier, D. Bouquain, M. G. Simões, and A. Miraoui, "Experimental validation of high-voltage-ratio low-input-current-ripple converters for hybrid fuel cell supercapacitor systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3430–3440, 2012.

[19] J. M. Correa, F. A. Farret, L. N. Canha, and M. G. Simões, "Simulation of fuel-cell stacks using a computer-controlled power rectifier with the purposes of actual high-power injection applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1136–1142, 2003.

[20] M. Becherif, "Passivity-based control of hybrid sources : Fuel cell and battery," in *11th IFAC Symposium on Control in Transportation Systems (CTS'06)*, (The Netherlands), 2006.

[21] I. Sadli, P. Thounthong, J.-P. Martin, S. Raël, and B. Davat, "Behaviour of a proton exchange membrane fuel cell (pemfc) supplying a low voltage static converter," in *2nd France Deutschland Fuel Cell Conference (FDFC 2004)*, (Belfort, France), 2004.

[22] M. Y. El-Sharkh, A. Rahman, M. S. Alam, P. C. Byrne, A. A. Sakla, and T. Thomas, "A dynamic model for a stand-alone pem fuel cell power plant for residential applications," *Journal of Power Sources*, vol. 138, no. 1–2, pp. 199–204, 2004.

[23] S. BOUCHAALA and H. BEGGARI, "Etude d'un système de pile à combustible de type pemfc," mémoire de master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2022.

[24] A. Benmammar and M. E. Attia, "Commande adaptative par mode glissant des convertisseurs dc–dc de type boost à des paramètres inconnus," mémoire de master, Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi de Bordj Bou Arréridj, Bordj Bou Arréridj, Algérie, 2023.

[25] G. F. Obeidi née Tchoketch Kebir, "Commande des hacheurs mppt par la logique floue," mémoire de projet de fin d'Études, École Nationale Polytechnique, Alger, Algérie, 2006.

[26] A. Aitouche *et al.*, "Nonlinear multivariable control of an integrated pem fuel cell system with a dc–dc boost converter," *Chemical Engineering Research and Design*, vol. 167, pp. 158–170, 2021.

[27] M. Habib and F. Khoucha, "An improved lqr-based controller for pemfc interleaved dc–dc converter," *Balkan Journal of Electrical and Computer Engineering*, vol. 3, no. 1, pp. 1–8, 2015.

[28] R. Ounis, M. Ben Hamed, L. Sbita, A. Flah, and A. Abid, "Cascade control loop of DC-DC boost converter using PI controller," in *Proceedings of the IEEE*, 2018.

[29] K. J. Åström and T. Hägglund, *Advanced PID Control*. Research Triangle Park, NC : ISA – The Instrumentation, Systems, and Automation Society, 2006.

[30] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Cham : Springer, 3rd ed., 2020.

[31] E. F. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. London : Springer, 2 ed., 2007.

[32] D. Q. Mayne, J. B. Rawlings, C. V. Rao, and P. O. M. Scokaert, "Constrained model predictive control : Stability and optimality," *Automatica*, vol. 36, no. 6, pp. 789–814, 2000.

[33] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.

[34] J. B. Rawlings and D. Q. Mayne, *Model Predictive Control : Theory and Design*. Madison, WI : Nob Hill Publishing, 2009.

[35] J. M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*. Harlow : Prentice Hall, 2002.

[36] S. Kouro, M. A. Perez, J. Rodriguez, A. M. Llor, and H. A. Young, "Model predictive control : MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.