



HAL
open science

Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant - Application aux convertisseurs pour pile à combustible

Amel Lachichi

► **To cite this version:**

Amel Lachichi. Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant - Application aux convertisseurs pour pile à combustible. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université de Franche-Comté, 2005. Français. NNT: . tel-00083112

HAL Id: tel-00083112

<https://theses.hal.science/tel-00083112>

Submitted on 29 Jun 2006

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

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

UNIVERSITE DE FRANCHE-COMTE

Thèse

présentée pour obtenir le grade de

Docteur de l'Université de Franche-Comté

en Génie électrique

Ecole Doctorale – Science Pour l'Ingénieur et Microtechniques

par

Amel LACHICHI

Ingénieur d'Etat en Génie Electrique
Ecole National Polytechnique d'Alger

Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant - Application aux convertisseurs pour pile à combustible

Soutenue le 24 novembre 2005 devant le jury composé de :

Président et rapporteur :	B. DAKYO
Rapporteur :	E. MONMASSON
Examinateur :	S. PIERFEDERICI
Directeurs de thèse :	B. DAVAT
	J. M. KAUFFMANN

“Simal n’ṭawad, simal ziy mazal a nawad”
Proverbe amaziy.

Plus on franchit les obstacles,
plus il reste encore des obstacles à franchir.
Traduction.

A la mémoire de mon oncle Ali Lachichi
Pour m'avoir initié à l'électrotechnique.

A mes parents chéris
Des larmes de gratitude
Pour leur loyauté prodigue
Et leur sacrifice désintéressé.

A mes deux sœurs et mon frère
Avec toute mon affection.

A Sensei Daniel Lautier
Chef instructeur de la France-JKA
Je m'incline devant sa sagesse. Oss.

Remerciements

La thèse constitue une expérience intense, passionnante et marquante.

J'adresse mes sincères remerciements au Professeur Bernard Davat pour avoir initié et soutenu mon travail et d'avoir fait preuve d'une patience et d'une attention toute particulière. Les nombreuses discussions que nous avons eues et les conseils qu'il m'a donnés ont été primordiaux à l'aboutissement de ce travail. Je tiens à le remercier du temps qu'il a consacré à redonner un peu de rigueur à ma plume qui a tendance quelquefois à déraiper... Sa compétence et son pragmatisme tout d'abord, puis sa conception de la recherche et son esprit d'ouverture m'ont conduit à en tirer le meilleur parti.

Je remercie Serge Pierfederici pour, tout d'abord, sa grande générosité, et puis, pour la pleine confiance qu'il m'a accordée. Il a toujours été disponible pour d'intenses et rationnelles discussions. Les conseils qu'il m'a divulgués ont toujours été clairs et pertinents me facilitant grandement la tâche et me permettant d'aboutir à la production de ce manuscrit. J'espère que les idées présentées ici contribueront, d'une manière ou d'une autre, à atteindre d'autres objectifs.

Je remercie le Professeur Brayima Dakyo de l'université du Havre pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et d'avoir accepté d'être président du jury et rapporteur.

Je remercie le Professeur Eric Monmasson de l'université de Cergy-Pontoise qui a accepté de juger ce travail et d'en être le deuxième rapporteur.

Je remercie le Professeur Jean-Marie Kauffmann pour avoir autorisé le déroulement de la thèse à Nancy.

Je remercie le Professeur Abderrezak Rezzoug, directeur du laboratoire GREEN pour m'avoir accueilli au sein du laboratoire.

Je remercie Stéphane Raël pour ces nombreux conseils avisés. Qu'il trouve ici l'expression de mon profond respect.

Je tiens à souligner la contribution réalisée par Jean-Philippe Matin et l'en remercie profondément.

Je ne sais comment remercier les karatekas de la Japan Karate Association pour avoir maintes fois changé le monde la veille et l'avoir retrouvé identique le lendemain !!, pour les moments de complicité que nous avons partagés et pour toutes les misères noires que Sensei Dany nous a fait subir et qu'il nous fera subir encore et encore, à chaque fois, à cause de moi. Qu'ils soient assurés que leur amitié m'est très précieuse. Oss.

Enfin une pensée émue pour tous les docteurs et les futurs docteurs avec qui j'ai partagé une salle, un café, un repas, pendant toutes ces années passées au GREEN.

SOMMAIRE

	page
Introduction générale	1
Chapitre 1 - Piles à combustible - Enjeux et technologies	5
1.1. Introduction	7
1.2. Aventure des piles à combustible	7
1.3. Différentes technologies de piles à combustible	9
1.3.1. Pile alcaline (AFC)	10
1.3.2. Pile à membrane à électrolyte polymère (PEMFC)	10
1.3.3. Pile à méthanol direct (DEMFC)	11
1.3.4. Pile à acide phosphorique (PAFC)	11
1.3.5. Pile à carbonate fondu (MCFC)	11
1.3.6. Pile à oxyde solide (SOFC)	12
1.4. Principe de fonctionnement	12
1.5. Performances électriques des piles à combustible	15
1.5.1. Energie libre de Gibbs, tension à vide	15
1.5.2. Rendement d'une cellule	16
1.5.3. Comparaison du rendement d'une pile à combustible avec celui d'un moteur thermique	19
1.5.4. Variation des performances des piles à combustible	19
1.5.4.1. Equation de Nernst	19
1.5.4.2. Variation de la pression ou de la température	21
1.5.4.3. Utilisation des réactifs	21
1.5.4.4. Composition des gaz	22
1.5.5. Caractéristique tension – courant des piles à combustible	22
1.5.5.1. Polarisation d'activation	22
1.5.5.2. Traversée de combustible et d'électrons	24
1.5.5.3. Polarisation ohmique	24
1.5.5.4. Polarisation de concentration	24
1.5.5.5. Bilan des chutes de tension	25
1.6. Développement des piles PEM	26
1.6.1. Perspectives et verrous scientifiques	26
1.6.2. Membranes conductrices de protons	26
1.6.3. Cœur de pile	27
1.6.4. Plaques bipolaires	28
1.6.4.1. Composites organiques	28
1.6.4.2. Tôles métalliques	29
1.6.4.3. Géométrie des canaux	29
1.7. Applications des piles à combustible	30
1.7.1. Applications portables	30
1.7.2. Applications stationnaires	30
1.7.3. Applications embarquées	31
1.7.3.1. Véhicules légers	31
1.7.3.2. Véhicules lourds	32
1.8. Conclusion	32

Chapitre 2 - Convertisseurs statiques pour les systèmes piles à combustible	33
2.1. Introduction	35
2.2. Présentation du système de puissance	36
2.2.1. Architecture du système	36
2.2.2. Structures des convertisseurs continu-continu pour la liaison de la pile avec le bus continu	36
2.2.3. Structures des convertisseurs continu-continu pour la liaison batteries ou super-capacités avec le bus continu	40
2.3. Etude de quelques structures de conversion	41
2.3.1. Etude du convertisseur survolteur (boost)	41
2.3.1.1. Montage idéal	41
2.3.1.2. Débit sur une capacité	41
2.3.1.3. Débit sur une batterie	46
2.3.1.4. Comparaison des deux modes de débit	51
2.3.2. Mise en parallèle de plusieurs survolteurs	53
2.3.3. Réalisation des inductances sur le même circuit magnétique	61
2.3.4. Etude de structures isolées	67
2.3.4.1. Structure push-pull	67
2.3.4.2. Structure en pont complet	68
2.4. Exemples d'application	71
2.4.1. Applications stationnaires	71
2.4.2. Applications pour alimentation de secours	75
2.4.3. Applications embarquées	77
2.5. Conclusion	78
Chapitre 3 – Modélisation et stabilité du régulateur hybride de courant	79
3.1. Introduction	81
3.2. Généralités sur les systèmes dynamiques, notion de bifurcation	82
3.2.1. Définitions	82
3.2.2. Notion de bifurcation d'un système dynamique	85
3.2.3. Section de Poincaré	89
3.2.4. Application en électronique de puissance	90
3.3. Aperçu des stratégies de commande - Choix du mode de contrôle	90
3.4. Principe de la commande	93
3.4.1. Principe	93
3.4.2. Effet du terme non linéaire	94
3.5. Modèle « petit signal » moyen continu	95
3.5.1. Modèle du convertisseur continu-continu survolteur	95
3.5.2. Modèle du régulateur de courant	96
3.5.2.1. Rapport cyclique inférieur à 0,5	96
3.5.2.2. Rapport cyclique supérieur à 0,5	98
3.5.2.3. Choix des paramètres du régulateur de courant	100
3.6. Modèle « petit signal » moyen discret	102
3.6.1. Modèle du régulateur de courant	102
3.6.1.1. Rapport cyclique inférieur à 0,5	102
3.6.1.2. Rapport cyclique supérieur à 0,5	108
3.6.2. Limites du modèle petit signal	112

3.7. Analyse des cycles limites de fonctionnement, étude de la robustesse	112
3.7.1. Etablissement du modèle récurrent	113
3.7.2. Calcul des multipliers de Floquet	116
3.7.3. Robustesse	121
3.7.3.1. Robustesse vis-à-vis des variations d'inductance	121
3.7.3.2. Robustesse vis-à-vis d'une source imparfaite de tension	121
3.8. Validation expérimentale	124
3.8.1. Mise en évidence des cycles limites	124
3.8.2. Evaluation des performances du régulateur	126
3.9. Conclusion	130
Conclusion générale	131
Bibliographie	135

INTRODUCTION GENERALE

L'engouement actuel pour la production d'énergies propres, l'échéance d'un épuisement probable des réserves fossiles ont fortement relancé, depuis quelques années, l'intérêt pour les piles à combustible. Autrefois réservées exclusivement aux applications spatiales, aujourd'hui leurs domaines d'utilisation commencent à s'étendre grâce aux récents progrès liés à leurs techniques de fabrication. Les piles à combustible deviennent, ainsi, accessibles aux applications industrielles.

Entreprises, centres de recherche et universités s'impliquent de plus en plus dans les projets de recherche et développement « pile à combustible ». Au carrefour de plusieurs disciplines, le Génie Electrique est aussi concerné par cette nouvelle technologie qui constitue une source d'énergie aux applications prometteuses dans de nombreux domaines, bien que le chemin reste encore long jusqu'à leur éventuelle percée dans l'une quelconque des applications où on la réserve (stationnaire, transport, portable...).

Mais qu'est ce qu'une pile à combustible ? La définition la plus courante est « c'est un générateur qui convertit directement l'énergie d'un combustible (hydrogène pur ou hydrocarbure) en énergie électrique, en utilisant un procédé électrochimique inverse de l'électrolyse ». Néanmoins, sous le vocable « pile à combustible » se cachent des composants et sous-systèmes pour la transformer en « générateur d'électricité ». La figure 1 présente le synoptique d'un système pile à combustible.

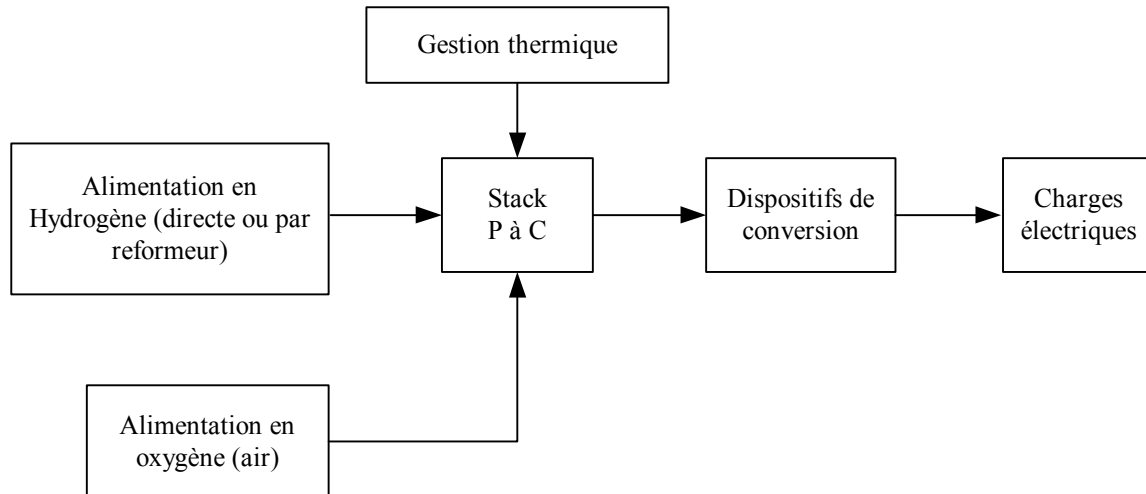


Figure 1. Synoptique d'un système pile à combustible.

Un tel système est constitué de trois principaux éléments :

- l'élément qui produit l'hydrogène si celui-ci est extrait d'un hydrocarbure gazeux ou liquide, nécessitant dans ce cas un reformeur, ou qui le fournit si celui-ci est stocké sous forme gazeuse ou liquide ;
- le cœur de la pile à combustible ou stack formé d'un assemblage d'éléments électrode-membrane-électrode, reliés par des plaques bipolaires. Le cœur alimenté par les gaz fournit la puissance électrique ;

- l'élément de compression et d'humidification des gaz qui assure, entre autres tâches, l'humidification de la membrane.

Plusieurs filières de pile à combustible ont été développées, mais la puissance électrique reste intrinsèquement délivrée sous la forme d'une basse tension et d'un fort courant, pas toujours aisés à exploiter au niveau de la charge alimentée. D'où la nécessité d'utiliser un ou plusieurs dispositifs de conversion qui assurent l'adaptation de la tension de sortie de la pile à la tension d'utilisation. Ces dispositifs englobent principalement des convertisseurs de puissance et des éléments de stockage de l'énergie électrique. Les objectifs de recherche décrits dans ce mémoire s'inscrivent dans une perspective d'étude de ces dispositifs.

Le premier chapitre se veut une introduction aux piles à combustibles. Après un rappel historique de leur évolution depuis leur découverte à ce jour, on présente les différentes filières existantes et les principaux critères qui les différencient. On s'intéresse ensuite tout particulièrement à la filière des piles à membrane échangeuse de protons dites PEMFC. On présente alors le principe de fonctionnement et les équations thermodynamiques mises en jeu pour obtenir la caractéristique tension-courant sur laquelle on se basera pour justifier la nécessité d'utiliser des convertisseurs statiques.

Le deuxième chapitre présente dans un premier temps les architectures envisageables pour connecter une pile à combustible, l'élément de stockage et la charge électrique. On justifie l'emploi des convertisseurs continu-continu avant de détailler les structures de ces convertisseurs. Une analyse est réalisée sur la structure élévatrice de base et sur la mise en parallèle de plusieurs d'entre elles. Des exemples d'application sont présentés à la fin du chapitre.

Le troisième chapitre est dédié à la stratégie de commande du convertisseur continu-continu lorsque ce dernier voit sa tension d'alimentation fluctuer dans une large plage de variation. On présente le principe de la commande qui associe la commande par mode de glissement pour les avantages de robustesses qu'elle présente et la commande à hystérésis à une bande où le convertisseur est immunisé contre de grandes variations de la charge.

CHAPITRE 1

PILES A COMBUSTIBLE - ENJEUX ET TECHNOLOGIES

1.1. INTRODUCTION

Ce chapitre introductif sur les piles à combustible poursuit plusieurs objectifs. On effectue tout d'abord un rappel chronologique de l'évolution des piles à combustible depuis leur découverte jusqu'à nos jours. On présente ensuite les différentes technologies de piles existantes et on explique leur principe de fonctionnement tout en introduisant progressivement le vocabulaire de la thermodynamique. On déduit alors la caractéristique statique de la pile à combustible qui nous intéresse tout particulièrement puisqu'elle est indispensable à la conception des convertisseurs statiques placés en aval de celle-ci. On présente enfin les avancées technologiques réalisées sur les piles PEM et les applications où elles devraient vraisemblablement s'imposer d'ici quelques années.

1.2. AVENTURE DES PILES A COMBUSTIBLE

On parle souvent des piles à combustible comme étant une technologie nouvelle. Pourtant, son invention remonte au XIX^{ème} siècle et est généralement attribuée à Sir William Grove. Celui-ci expérimente en 1839 une cellule hydrogène-oxygène (figure 1.1) constituée d'électrodes de platine et d'un électrolyte¹ acide (acide sulfurique).

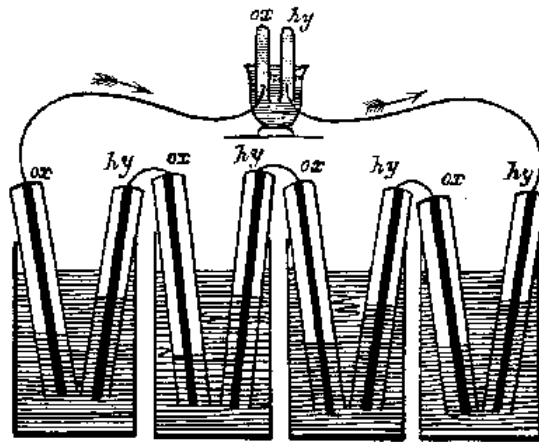


Figure 1.1. Expérience de Sir W. Grove en 1839 [1].

Ce fut cependant Christian Friedrich Schoenbein qui, en 1838, observe par inadvertance le principe des piles à combustible en travaillant sur l'électrolyse. Dans son expérience, il utilisait un tube en U avec deux électrodes en platine. Grâce à un courant électrique, il parvint à obtenir de l'hydrogène et de l'oxygène. En coupant ce courant, il constata que ces gaz donnaient lieu à un courant électrique de sens inverse. Le principe de l'électrolyse quant à lui, ayant été découvert dès 1806 par Sir Humphry Davy, obtenant de l'hydrogène et de l'oxygène à partir d'eau distillée dans des appareils en argent.

¹ Substance ou composé qui, à l'état liquide ou en solution, permet le passage du courant électrique par déplacement d'ions.

Après quelques améliorations apportées à cette expérience, celle-ci tombe presque dans l'oubli au profit des machines thermiques, des accumulateurs et des piles électriques en vogue à cette période là. Cinquante ans plus tard, en 1889, L. Mond et C. Langer apportent des perfectionnements notamment avec l'introduction de catalyseurs² (platine) ou d'électrolytes pouvant être contenus dans des matrices poreuses en plâtre et en amiante. Ils baptisent cette technologie pile à combustible.

En 1921, E. Baur met en évidence l'importance de la cinétique. Il met au point une cellule fonctionnant à haute température (1000°C), avec une anode de carbone, de l'oxyde de fer comme cathode, et des carbonates alcalins comme électrolytes. Mais c'est en 1956 que F.T. Bacon et J.S. Frost démontrent la faisabilité d'un groupe de puissance de 6 kW qui engendre une certaine effervescence surtout dans le secteur de la recherche spatiale où des réalisations technologiques des piles sont effectuées par la NASA pour l'alimentation électrique des programmes Gemini en 1963 (piles de type PEMFC de General Electric, figure 1.2), Apollo en 1968 (piles AFC de Pratt et Whitney) et des navettes spatiales qui sont d'ailleurs toujours employées à ce jour.

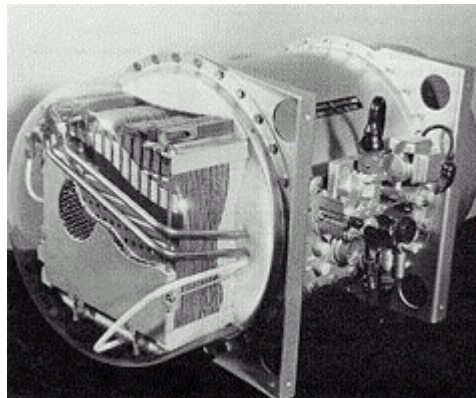


Figure 1.2. Pile à combustible du programme Gemini.

Des applications dans des programmes de la marine ont aussi vu le jour où une pile de 20 kW fut utilisée par l'U.S. Navy dans un sous-marin au milieu des années 60 [2].

Les premiers pas dans des applications embarquées de piles à combustible dans des véhicules furent réalisés aux Etats Unis grâce à la construction d'un tracteur électrique avec une pile de type AFC de 15 kW en 1960. Puis en 1966, avec une pile de type AFC de 6 kW associée à des batteries plomb/acide, une Austin A40 à propulsion électrique a été réalisée avec une autonomie de 300 km. Celle-ci a fonctionné pendant 3 ans en effectuant plus de 16 000 km [2].

La décennie 70 a essentiellement vu le développement et l'amélioration des différents composants constituant la pile à combustible et ses périphériques. D'ailleurs, c'est à cette période qu'apparaît la membrane Nafion qui est actuellement l'électrolyte le plus utilisé dans les piles de type PEMFC. De nombreux travaux sont alors menés pour l'emploi du méthanol, de l'essence, du gaz naturel et de l'éthanol comme combustible pour les véhicules à pile

² Un catalyseur est une substance qui augmente la vitesse d'une réaction chimique, sans figurer dans l'équation de la réaction et sans modifier la composition du système à l'état final.

embarquée avec reformeur³ ainsi que du charbon, d'hydrocarbures légers pour la fabrication d'hydrogène par reformage pour des applications stationnaires [2]. En 1977, une installation de 1 MW est mise en place à New York suivie d'une installation de 4,5 MW [2].

La décennie 80 a vu s'intensifier une activité de recherche et de développement Outre-Atlantique où la firme canadienne Ballard a été créée en 1987. Cette dernière, ayant fortement contribué au développement des piles PEM, est aujourd'hui leader dans le domaine de la pile à combustible. Parallèlement en Europe, on n'y croit pas trop et les travaux de recherche ralentissent.

C'est vers le début des années 90 que renaît l'intérêt pour les piles à combustible. En effet, l'industrie commença à reconnaître le potentiel commercial de ces dernières grâce aux progrès technologiques réalisés sur les membranes, les catalyseurs, le reformage, etc. Plusieurs prototypes de véhicules électriques et installations stationnaires voient le jour.

Aujourd'hui les industriels considèrent la pile à combustible comme une alternative attrayante aux sources d'énergie classiques. En effet, plusieurs études technico-économiques ont apporté des éclairages sur le potentiel de chacune des techniques de piles à combustible comparées aux moyens classiques que sont les moteurs thermiques et les turbines à gaz en cogénération. Au terme de ces études, il se confirme principalement que l'hypothèse qui pèse sur l'avenir des piles à combustible est la capacité des constructeurs à baisser les coûts de production et à améliorer leur durée de vie. On avance qu'à 1000 €/kW, elles ont, en stationnaire, un réel avenir [3].

1.3. DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE PILES A COMBUSTIBLE [4]

En règle générale, les piles à combustible sont classifiées selon le type d'électrolyte utilisé, à l'exception des piles de type DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) qui n'est autre qu'une pile PEM utilisant du méthanol comme carburant qui est directement envoyé à l'anode.

La deuxième caractéristique utilisée pour classifier les piles à combustible est leur température de fonctionnement. On distingue les piles à basse température qui englobent quatre technologies à savoir les piles alcalines ou AFC (Alkaline Fuel Cell), les piles à membrane échangeuse de protons ou PEMFC (Proton Exchange Membrane Fuel Cell), les piles à méthanol direct ou DMFC (Direct Methanol Fuel Cell) et les piles à acide phosphorique ou PAFC (Phosphoric Acid Fuel Cell). Les piles haute température fonctionnent entre 600 et 1000°C. Deux technologies ont été développées, les piles à carbonates fondus ou MCFC (Molten Carbonate Fuel Cell) et les piles à oxyde solide ou SOFC (Solid Oxide Fuel Cell).

Le tableau 1.1 présente les différentes technologies de piles à combustible et leurs principales caractéristiques.

³ Dispositif permettant d'extraire d'un combustible (méthanol, méthane, essence, etc.) l'hydrogène.

	AFC	PEMFC	DMFC	PAFC	MCFC	SOFC
Electrolyte	Solution KOH	Membrane échangeuse de protons	Membrane échangeuse de protons	Acide phosphorique	Mélange de Li_2CO_3 et de KCO_3 fondu dans une matrice LiAlO_2	Oxyde de zirconie stabilisé à l'yttrium
Ion utilisé	OH^-	H^+	H^+	H^+	CO_3^{2-}	O^{2-}
Température de fonctionnement (en °C)	<100	60-100	60-100	160-220	600-700	800-1100
Combustible	H_2	H_2	Méthanol	H_2	H_2 produit à partir d'hydrocarbure	H_2 et CO produit à partir d'hydrocarbure
Oxydant	O_2	Air/ O_2	Air/ O_2	Air/ O_2	Air/ O_2	Air/ O_2

Tableau 1.1. Différentes technologies de piles à combustibles [4].

1.3.1. Pile alcaline (AFC)

Les piles alcalines sont les piles à combustible développées au début des années 60 pour alimenter la navette spatiale Apollo. Elle utilise un électrolyte liquide, en général de l'hydroxyde de potassium (KOH) qui a l'avantage d'accélérer la réduction de l'oxygène. Cependant, elle ne travaille correctement que lorsqu'elle utilise de l'hydrogène et de l'oxygène purs. En effet, lors de l'utilisation d'air ou d'hydrogène réformé, le dioxyde de carbone contenu dans ces derniers réagit avec l'électrolyte KOH et forme du carbonate de potassium, ce qui réduit la mobilité des ions.

Cette pile a l'avantage d'utiliser une grande variété de catalyseurs et présente le meilleur rendement de toutes les piles à combustible. Les catalyseurs sont habituellement une combinaison de nickel et d'un métal inactif comme l'aluminium permettant de réduire le coût global de fabrication de cette technologie. Pour les plaques bipolaires, on utilise le magnésium métallique ou des composés de graphite.

1.3.2. Pile à membrane à électrolyte polymère (PEMFC)

C'est la technologie la plus prisée pour les applications dans les transports surtout après l'avènement des membranes Nafion au début des années 80. Elle fonctionne à des températures basses (80°C) de façon à maintenir l'eau à l'état liquide dans la membrane. Cette dernière permet le passage des protons H^+ , un catalyseur à base de platine est utilisé aux électrodes, cependant, le monoxyde de carbone peut être absorbé sur ce catalyseur diminuant ainsi l'efficacité de la pile. Quant aux plaques bipolaires, elles peuvent être conçues de trois manières différentes à savoir en composite, en métal ou en graphite.

1.3.3. Pile à méthanol direct (DMFC)

Le nom de cette pile prête à confusion. En effet, c'est une PEMFC utilisant du méthanol comme carburant qui est directement en contact avec l'anode et non comme on le croirait, une pile qui utilise du méthanol comme source d'hydrogène par un reformage externe. Elle utilise un électrolyte polymérique échangeur d'ions qui se présente sous forme de membrane. Le catalyseur à l'anode est composé d'un mélange de ruthénium et de platine qui empêche l'empoisonnement par le monoxyde de carbone. Les plaques bipolaires sont, quant à elles, faites de graphite, de métal ou de composite.

1.3.4. Pile à acide phosphorique (PAFC)

C'est une pile généralement réservée aux applications stationnaires, d'où un développement et une commercialisation plus importants comparés aux autres technologies de piles. Il existe déjà des centrales électriques installées dans le monde et qui fournissent des puissances entre 5 et 20 MW.

L'électrolyte est de l'acide phosphorique sous forme liquide. L'acide est généralement stabilisé dans une matrice à base de SiC. La forte concentration en acide augmente la conductivité de l'électrolyte et réduit la corrosion du support des électrodes en carbone. Le catalyseur est à base de platine. Les plaques bipolaires sont deux plaques poreuses séparées par une mince feuille de graphite pour former un substrat dans lequel l'électrolyte est stocké.

1.3.5. Pile à carbonate fondu (MCFC)

Le développement de ces piles a commencé plus récemment. Elles sont ainsi considérées comme des piles de seconde génération, car apparues bien après les piles fonctionnant à basses températures.

Ces piles fonctionnent à des températures élevées ce qui améliore la cinétique de la réaction de réduction de l'oxygène et rend inutile l'utilisation de métaux nobles comme catalyseurs. Les systèmes à base de piles MCFC peuvent atteindre des rendements électriques supérieurs à 50%. De plus, elles peuvent utiliser une large gamme de carburant, grâce au reformage interne et ne sont pas sensibles à la contamination par CO ou CO₂ comme c'est le cas pour les piles à basses températures.

L'électrolyte est constitué d'un mélange de carbonates de métaux alcalins (carbonates de lithium, de potassium et de sodium) retenu par une matrice céramique d'oxyde d'aluminium et de lithium (LiAlO₂). Les plaques bipolaires sont faites d'acier inoxydable recouvert de nickel. Le choix des matériaux est important, en raison de la température de fonctionnement élevée et de la nature hautement corrosive de l'électrolyte.

1.3.6. Pile à oxyde solide (SOFC)

La caractéristique principale de cette pile est qu'elle fonctionne à hautes températures. Pour cela, c'est une pile généralement exploitée en cogénération et destinée à la production d'électricité décentralisée pour des gammes de puissances allant de 1 kW à quelques dizaines de MW. L'utilisation directe d'hydrocarbures facilement reformés, en se passant de catalyseur à base de métaux nobles, est la conséquence du fonctionnement à hautes températures.

L'électrolyte est solide, habituellement du Zircone (Zr_2) dopé avec de l'ytterbium (Y^{3+}), lequel joue le rôle de conducteur pour l'anion oxygène (O^{2-}).

Contrairement aux autres technologies, la pile à oxyde solide peut être de forme tubulaires ou planaires.

1.4. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le principe de base de fonctionnement de la pile à combustible repose sur celui de l'électrolyse inverse de l'eau. Les combustibles utilisés sont l'hydrogène pur ou les hydrocarbures. Pour pouvoir utiliser des combustibles de type méthane ou autres alcools, il faudrait des températures de fonctionnement élevées. Pour cette raison, on privilégie l'emploi de l'hydrogène pur pour les piles à combustible fonctionnant à basse température, les carburants traditionnels s'avérant trop peu réactifs à ces températures.

On présente ci-après le principe de fonctionnement d'une pile à combustible à électrolyte polymère. Toutefois le principe de base reste le même pour les autres technologies de pile à combustible.

Une pile à combustible est constituée d'un empilement d'éléments anode-électrolyte-cathode qu'on nomme communément cellule (figure 1.3). Cet empilement est contenu entre deux plaques bipolaires qui, par un système de rainure, assurent une arrivée des gaz combustible et comburant de manière homogène sur toute la surface des électrodes.

L'hydrogène entre dans la pile du côté de l'anode et l'oxygène du côté de la cathode. Les gaz sont amenés sur les électrodes par des couches de diffusion, hydrophobes et conductrices qui permettent d'une part l'alimentation en gaz sur toute la surface des électrodes et d'autre part un contact électrique entre la couche réactive et la plaque bipolaire [5].

Déposées directement sur la membrane, les couches réactives contiennent des nanoparticules de platine déposées sur du carbone (figure 1.4).

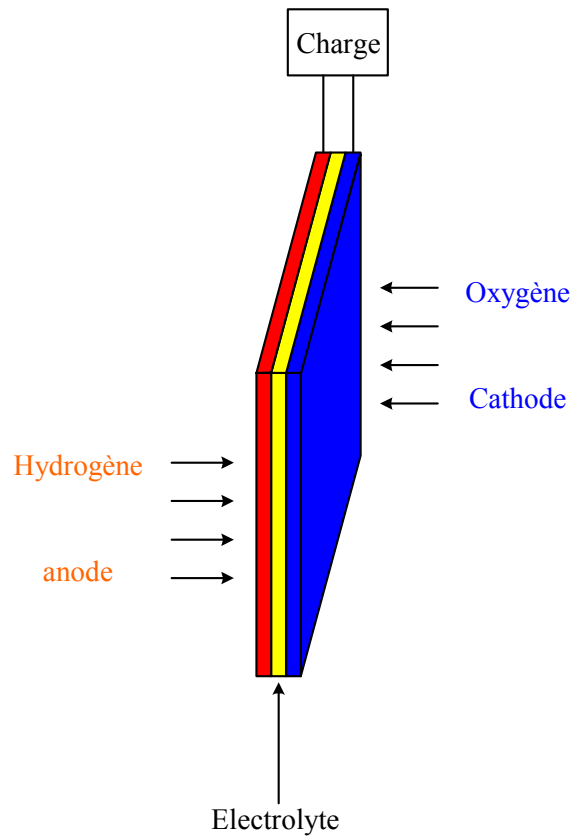


Figure 1.3. Représentation schématique d'une cellule de pile à combustible.

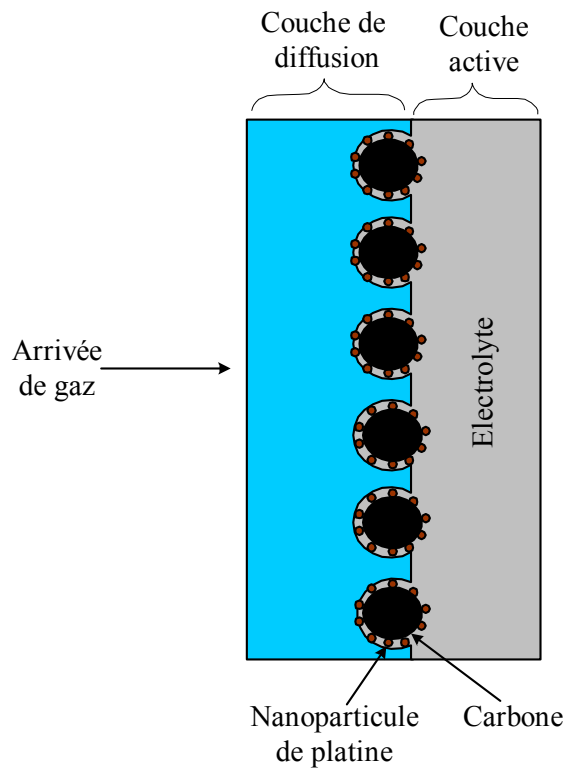
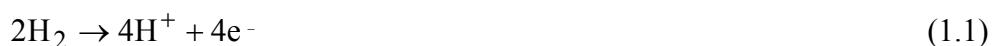


Figure 1.4. Représentation simplifiée d'une électrode [6].

La réaction chimique comprend deux demi-réactions séparées : une demi-réaction d'oxydation au niveau de l'anode et une demi-réaction de réduction au niveau de la cathode. L'inconvénient est que la réduction de l'oxygène est lente aux basses températures de fonctionnement, typiquement 80°C au niveau du cœur de pile. Pour cela, le platine est utilisé comme catalyseur au niveau des électrodes pour augmenter la vitesse de chaque demi-réaction :

- lors de la demi-réaction d'oxydation, l'hydrogène gazeux produit des protons qui se déplacent à travers la membrane conductrice ionique vers la cathode et des électrons qui se déplacent à travers un circuit extérieur qui consomme l'énergie générée par la cellule :



- lors de la demi-réaction de réduction, l'oxygène se combine avec les protons et les électrons pour donner de l'eau :



Le bilan de la réaction est donc, avec une production de chaleur :



Le même processus, à savoir l'oxydation d'un combustible et la réduction de l'oxygène, régit toutes les technologies de piles à combustible. On présente dans le tableau 1.2 les réactions électrochimiques mises en jeu par chaque technologie de pile à combustible.

PILE A COMBUSTIBLE	REACTION A L'ANODE	REACTION A LA CATHODE
AFC	$\text{H}_2 + 2(\text{OH})^- \rightarrow 2\text{H}_2\text{O} + 2\text{e}^-$	$\frac{1}{2}\text{O}_2 + \text{H}_2\text{O} + 2\text{e}^- \rightarrow 2(\text{OH})^-$
PEMFC et PAFC	$\text{H}_2 \rightarrow 2\text{H}^+ + 2\text{e}^-$	$\frac{1}{2}\text{O}_2 + 2\text{H}^+ + 2\text{e}^- \rightarrow \text{H}_2\text{O}$
MCFC	$\text{H}_2 + \text{CO}_3^{2-} \rightarrow \text{H}_2\text{O} + \text{CO}_2 + 2\text{e}^-$	$\frac{1}{2}\text{O}_2 + \text{CO}_2 + 2\text{e}^- \rightarrow \text{CO}_3^{2-}$
SOFC	$\text{H}_2 + \text{O}^{2-} \rightarrow \text{H}_2\text{O} + 2\text{e}^-$	$\frac{1}{2}\text{O}_2 + 2\text{e}^- \rightarrow \text{O}^{2-}$

Tableau 1.2. Réactions électrochimiques de chaque technologie de piles à combustible.

1.5. PERFORMANCES ELECTRIQUES DES PILES A COMBUSTIBLE

On rappelle ici quelques lois de la thermodynamique nécessaires à la compréhension des caractéristiques externes des piles à combustible.

1.5.1. Energie libre de Gibbs, tension à vide

Généralement, un bilan d'énergie nécessite la connaissance de l'énergie apportée à un système et de celle qu'il fournit. Dans le cas des piles à combustible, l'énergie fournie est électrique et thermique et est facilement quantifiée. L'énergie apportée représente l'énergie chimique contenue dans les gaz entrant dans la pile (figure 1.5). Cependant, la définition de cette énergie peut présenter quelques ambiguïtés.

Pour une réaction électrochimique, on se base sur l'énergie libre de Gibbs qui représente l'énergie disponible pour un travail externe en négligeant celui effectué par des changements de pression ou de volume [6]. En effet, ces derniers n'interviennent pas dans la conversion d'énergie dans la pile à combustible puisque la réaction électrochimique a lieu à pression et température constantes.

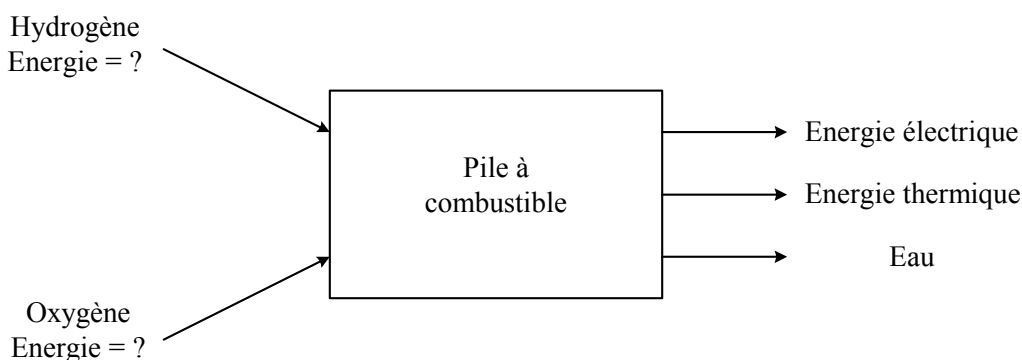


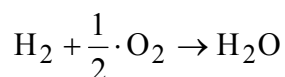
Figure 1.5. Entrées/sorties d'une pile à combustible.

Pour une réaction chimique, l'énergie ressemble à un potentiel et ce qui entre en compte, ce sont les variations d'énergie.

C'est la variation de l'énergie de Gibbs de formation ΔG_f de la réaction chimique entre produits et réactifs qui est importante. Elle s'exprime par :

$$\Delta G_f = G_f \text{ Produits} - G_f \text{ Réactifs} \quad (1.4)$$

Si l'on considère la réaction hydrogène/oxygène de la pile PEM, on a :



d'où :

$$\Delta g_f = (g_f)_{\text{H}_2\text{O}} - (g_f)_{\text{H}_2} - \frac{1}{2} \cdot (g_f)_{\text{O}_2} \quad (1.5)$$

L'utilisation de Δg_f dépend de la température et de l'état liquide ou gazeux des produits (tableau 1.3).

Température (°C)	Δg_f (kJ/mole)
25 (eau liquide)	-237,2
80 (eau liquide)	-228,2
100 (eau gazeuse)	-225,2
200 (eau gazeuse)	-220,4
1000 (eau gazeuse)	-177,4

Tableau 1.3. Variation de l'énergie de Gibbs de la réaction H_2/O_2 pour différentes températures [6].

Le travail électrique maximal (W_{el}) obtenue par une pile à combustible fonctionnant à température et à pression constante est donné par la variation de l'énergie libre de Gibbs de la réaction électrochimique :

$$W_{el} = \Delta g_f = -n \cdot F \cdot E \quad (1.6)$$

d'où :

$$E = -\frac{\Delta g_f}{n \cdot F} \quad (1.7)$$

n est le nombre d'électrons participant à la réaction, F est la constante de Faraday et vaut 96487 coulombs et E la tension à vide d'une cellule idéale, à température et pression données.

Les réactions électrochimiques données au tableau 1.2 produisent de l'énergie électrique et de la chaleur. Dans ce cas, le travail électrique maximal disponible pour une source de carburant est donné par l'équation suivante :

$$\Delta g_f = \Delta h_f - T \cdot \Delta s_f \quad (1.8)$$

où Δs_f représente la variation de l'entropie de formation, Δh_f est la variation de l'enthalpie de formation et T est la température.

$T \cdot \Delta s_f$ est la quantité de chaleur produite par la pile. Les réactions où la variation d'entropie est négative génère de la chaleur.

1.5.2. Rendement d'une cellule

Le rendement d'une conversion d'énergie est défini comme étant la quantité d'énergie électrique produite relative à la variation de l'enthalpie (communément référencée à l'énergie thermique) qui est dégagée lorsqu'un réactant réagit avec un oxydant :

$$\eta = \frac{\text{Energie utile}}{\Delta h_f} \quad (1.9)$$

Dans le cas idéal d'un convertisseur électrochimique tel que les piles à combustible, la variation de l'énergie libre de Gibbs de formation Δg_f de la réaction est disponible comme énergie électrique utile à la température de conversion. Le rendement d'une pile à combustible s'exprime donc par :

$$\eta = \frac{\Delta g_f}{\Delta h_f} \quad (1.10)$$

Dans la réaction hydrogène/oxygène de la pile PEM, deux cas sont à considérer :

- lorsque la formation de H₂O est sous forme liquide, on a $\Delta H_f = -285,84$ kJ/mole ;
- lorsque la formation de H₂O est sous forme de vapeur, on a $\Delta H_f = -241,83$ kJ/mole.

Dans le premier cas, on appelle cette valeur pouvoir calorifique supérieur (PCS), dans le deuxième cas pouvoir calorifique inférieur (PCI). La différence des deux valeurs représente la chaleur latente de vaporisation.

Le tableau 1.4 donne les valeurs du rendement et la tension à vide correspondante à différentes températures en considérant la valeur PCS.

TEMPÉRATURE (°C)	E (V)	η (%)
25 (eau liquide)	1,23	83
80 (eau liquide)	1,18	80
100 (eau gazeuse)	1,17	79
200 (eau gazeuse)	1,14	77
1000 (eau gazeuse)	0,92	62

Tableau 1.4. Rendement maximal et tension à vide d'une pile PEM à différentes températures.

Si l'on suppose que la pile transforme toute l'énergie disponible dans les gaz en électricité, on a :

$$E = \frac{-\Delta h_f}{2 \cdot F} \quad (1.11)$$

La valeur maximale de la tension à vide est égale à 1,48 V en utilisant le PCS et elle est égale à 1,25 V dans l'autre cas. Ce cas de figure, purement théorique, correspond à un rendement de 100 % où il n'y a pas création d'entropie.

On peut donc exprimer le rendement électrique d'une pile à combustible par le rapport entre cette tension et la tension effectivement délivrée :

$$\eta_{\text{élec}} = \frac{V}{1,48} \quad (1.12)$$

Il est aisé de constater que lorsque la tension d'une cellule est élevée, on obtient un meilleur rendement électrique. Cependant, cela correspond à de faibles densités de puissance (figure 1.6).

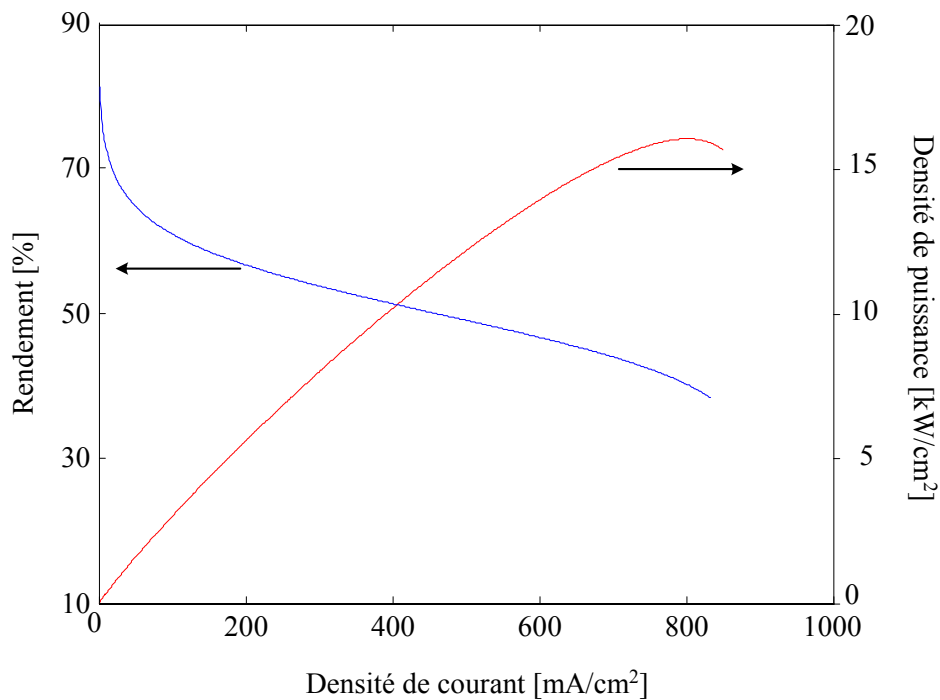


Figure 1.6. Rendement (bleu) et puissance (rouge) de la pile à combustible.

On voit à partir de ces courbes que le mode d'utilisation d'une pile à combustible peut être différent selon l'application [4]. Pour des applications embarquées, on aura tendance, afin de limiter le poids et le volume du système, à travailler avec des densités de puissance importantes. La pile fonctionne alors près de sa limite, et, sa durée de vie s'en ressent. Par contre, pour des applications stationnaires, on privilégie la durée de vie, on travaille donc à des densités de courant et de puissance plus réduites et à meilleur rendement.

De plus, il est d'usage d'alimenter la pile à combustible en excès de combustibles pour des raisons de distribution des gaz à l'intérieur de la pile. On définit un coefficient d'utilisation des réactants par :

$$\mu_{\text{carb}} = \frac{\text{masse de combustible consommée}}{\text{masse de combustible fournie}} \quad (1.13)$$

Afin d'améliorer le rendement global du système, le carburant non utilisé peut être réutilisé, par exemple, au niveau du brûleur d'un reformeur.

On peut donc définir un premier rendement du cœur de pile par :

$$\eta_{\text{coeur}} = \mu_{\text{carb}} \cdot \eta_{\text{elec}} \quad (1.14)$$

1.5.3. Comparaison du rendement d'une pile à combustible avec celui d'un moteur thermique

On mentionne souvent que les piles à combustible ont un meilleur rendement que les moteurs thermiques car elles ne sont pas sujettes aux limitations du cycle de Carnot et donc, ne sont pas soumises au deuxième principe de la thermodynamique. Néanmoins, cela n'est pas toujours vrai, en particulier à températures élevées (figure 1.7).

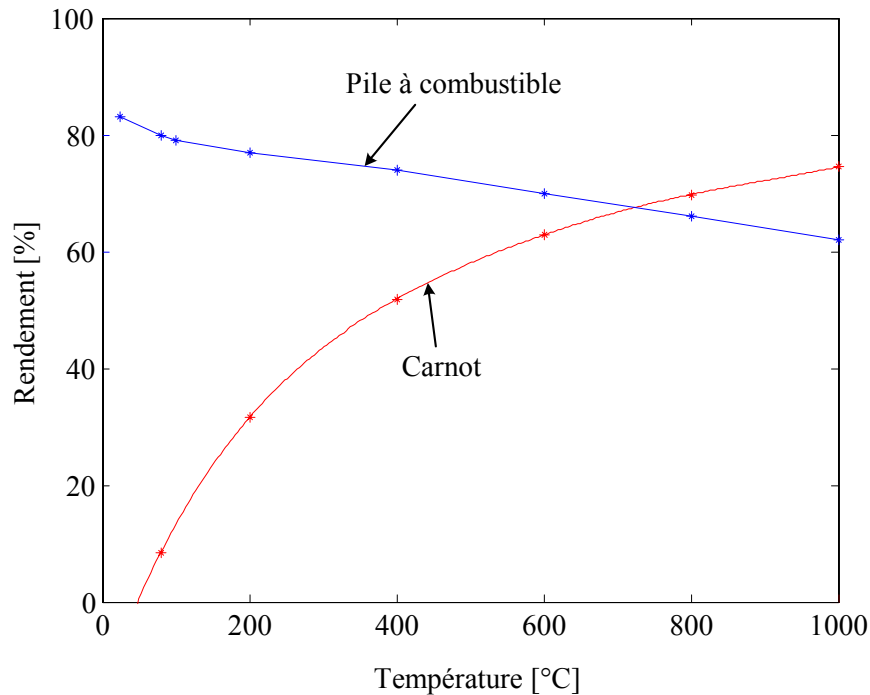


Figure 1.7. Comparaison des rendements d'une pile à combustible et d'un moteur thermique.

1.5.4. Variation des performances des piles à combustible

Les performances des piles à combustible peuvent être affectées par plusieurs variables de fonctionnement (température et pression, utilisation des réactifs, densité du courant) et autres facteurs (impureté des gaz, vieillissement) qui influencent le potentiel théorique de la cellule.

1.5.4.1. Equation de Nernst

De manière générale, le bilan d'une réaction s'écrit :



On définit l'activité des gaz par :

$$a = \frac{P}{P^0} \quad (1.16)$$

où P et P^0 représentent respectivement la pression partielle du gaz et la pression standard.

La variation de l'énergie libre de Gibbs de la réaction (1.15) s'exprime par [6] :

$$\Delta g = \Delta g^0 - R \cdot T \cdot \ln \left(\frac{a_A^\alpha \cdot a_B^\beta}{a_C^\zeta} \right) \quad (1.17)$$

où R est la constante universelle des gaz égale à $8,314 \text{ J.mole}^{-1}.\text{°k}^{-1}$. Δg^0 est la variation de l'énergie de Gibbs aux conditions standards⁴.

En substituant (1.7) dans (1.17) on obtient :

$$E = E^0 + \frac{R \cdot T}{n \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{a_A^\alpha \cdot a_B^\beta}{a_C^\zeta} \right) \quad (1.18)$$

Cette dernière équation est la forme générale de l'équation de Nernst. Elle indique la dépendance de la tension à vide avec la pression, à température constante. Ainsi, la tension théorique d'une cellule augmente lorsque l'activité des réactifs augmente et l'activité des produits diminue.

Toute électrode mettant en présence les formes oxydée et réduite d'un couple redox, possède ce que l'on appelle un potentiel d'électrode. Ce dernier s'obtient grâce à la loi de Nernst qui le relie à l'activité des réactifs et produits de la réaction électrochimique ayant lieu à l'électrode. Les performances idéales d'une pile à combustible sont déterminées grâce à l'évaluation de ce potentiel sur chaque électrode pour chaque technologie de pile à combustible.

Dans le cas de la pile PEM, l'équation précédente devient :

$$E = E^0 + \frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{P_{H_2}}{P_{H_2O}} \right) + \frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln (P_{O_2}) \quad (1.19)$$

Souvent, les pressions de (1.19) sont des pressions partielles qu'on peut mettre sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} P_{H_2} &= \alpha \cdot P \\ P_{O_2} &= \beta \cdot P \\ P_{H_2O} &= \delta \cdot P \end{aligned} \quad (1.20)$$

où α , β et δ sont des constantes qui dépendent des concentrations en hydrogène, oxygène et eau. P est la pression de fonctionnement de la pile où généralement, on travaille à pression identique au niveau de l'anode et de la cathode (de par la fragilité de la membrane).

L'équation (1.19) s'écrit alors :

⁴ 1 atmosphère, 25°C.

$$E = E^0 + \frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha \cdot \beta^{\frac{1}{2}}}{\delta} \right) + \frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln(P) \quad (1.21)$$

1.5.4.2. Variation de la pression ou de la température

L'équation de Nernst donnée par (1.21) indique que la tension de la pile à combustible augmente en fonction de la pression de fonctionnement d'après le terme $\frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln(P)$.

Si la pression change de P_1 à P_2 , la variation de la tension est égale à :

$$\Delta V = \frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{P_2}{P_1} \right) \quad (1.22)$$

Cependant, des travaux ont montré que l'augmentation de la pression pour les piles à combustible fonctionnant à basses températures a un effet plus significatif que ce qui est prédit par l'équation (1.22). Cela s'explique par le fait que l'augmentation de la pression engendre en même temps une diminution des pertes au niveau des électrodes, particulièrement à la cathode [6].

L'effet de la température sur le potentiel idéal de la pile à combustible peut être analysé en considérant le changement de l'énergie libre de Gibbs donné par (1.8) en fonction de la température :

$$\left(\frac{\partial E}{\partial T} \right)_p = \frac{\Delta s}{n \cdot F} \quad (1.23)$$

La variation de l'entropie de la réaction H_2/O_2 étant négative (diminution du nombre de mole), le potentiel de la pile diminue lorsque la température augmente d'un rapport de 0,84 mV/°C en supposant que le produit de la réaction est de l'eau liquide [4].

1.5.4.3. Utilisation des réactifs

Au fur et à mesure que les produits de la réaction augmentent, la pression partielle des réactifs diminue. D'après (1.20), les valeurs α et β diminuent et δ augmente. Ainsi, le terme

$\frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln \left(\frac{\alpha \cdot \beta^{\frac{1}{2}}}{\delta} \right)$ de (1.21) diminue, ce qui engendre une diminution du potentiel.

1.5.4.4. Composition des gaz

L'utilisation d'oxygène pur à la place de l'air comme combustible a un effet sur le potentiel de la pile. Dans ce cas, la variation de la tension est égale à :

$$\Delta V = \frac{R \cdot T}{4 \cdot F} \cdot \ln\left(\frac{1}{\beta}\right) \quad (1.24)$$

Cependant, aux basses températures, cette dernière équation n'est pas vérifiée expérimentalement. A titre d'exemple, si l'on remplace une alimentation en air ($\beta = 0,21$) par de l'oxygène pur ($\beta = 1$) pour une pile PEM fonctionnant à 80 °C, la tension devrait augmenter de 0,012 V. Expérimentalement on observe une augmentation 4 fois plus importante [6]. Ceci s'explique par le fait que les performances au niveau de la cathode sont améliorées en utilisant de l'oxygène pur.

1.5.5. Caractéristique tension-courant des piles à combustible

Pour caractériser le fonctionnement des piles à combustibles, des modèles assez complexes sont utilisés, prenant en compte le moindre détail dans la conception des cellules (dimensions physique, matériels, etc.) et les propriétés physiques qui interviennent (phénomènes de transport, électrochimie, etc.) [4]. On se limite, dans ce travail, à une approche plus simple où les différents phénomènes sont étudiés vus des bornes de la pile indépendamment les uns des autres.

Lorsqu'un courant circule dans le circuit extérieur, le potentiel de la pile est plus faible que le potentiel théorique. Ceci est dû à différentes chutes de tension (figure 1.8) : polarisation⁵ d'activation v_{act} , polarisation ohmique v_{ohm} et polarisation de concentration v_{conc} . Ces dernières existent au niveau des deux électrodes.

1.5.5.1. Polarisation d'activation

La polarisation d'activation est provoquée par une réaction d'électrode lente, nécessitant une énergie d'activation pour se produire. En effet, pour qu'une réaction chimique ou électrochimique puisse démarrer, les réactifs doivent franchir une barrière d'activation.

Dans le cas d'une réaction électrochimique où les pertes d'activation v_{act} sont supérieures à 50-100 mV, v_{act} est donnée par l'équation semi-empirique de Tafel [4]:

$$v_{act} = \frac{R \cdot T}{\alpha \cdot n \cdot F} \cdot \ln \frac{i}{i_0} \quad (1.25)$$

où α est le coefficient de transfert de charge qui dépend de la réaction et du matériau composant l'électrode, i_0 est la densité du courant d'échange.

⁵ Terme utilisé par les chimistes pour désigner une chute de tension.

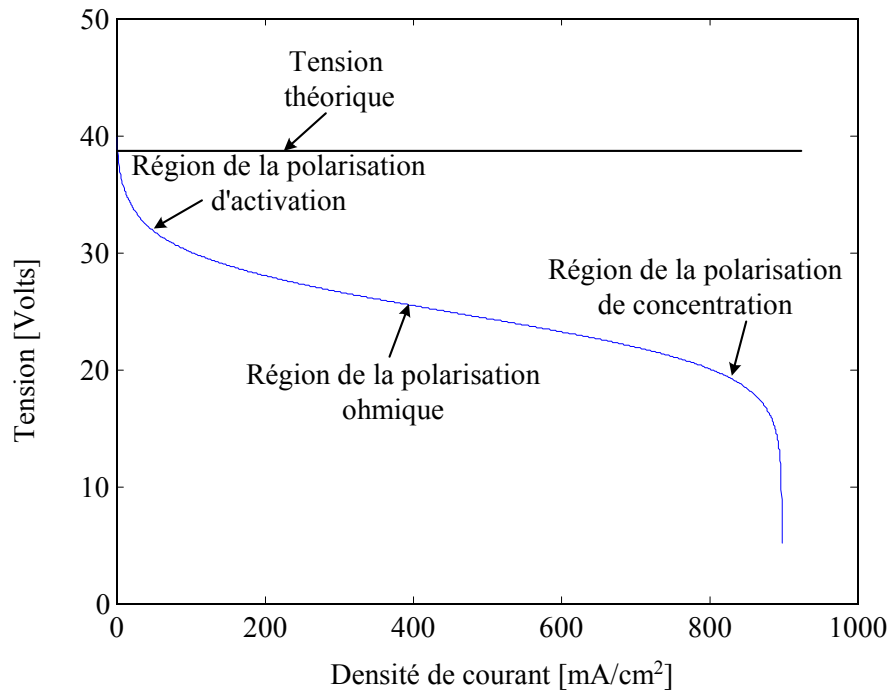
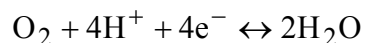


Figure 1.8. Caractéristique tension-courant d'une pile PEM.

L'équation précédente semble indiquer qu'une augmentation de la température augmente la chute de tension. Il n'en est rien car l'accroissement de la rapidité de la réaction qui s'ensuit augmente d'autant i_0 . En fait, c'est sur i_0 qu'il faut jouer si l'on veut diminuer la chute de tension.

L'importance de ce courant d'échange peut être expliquée en considérant la réaction à la cathode d'une pile PEM. A vide, lorsqu'aucun courant ne débite, il y a un équilibre au niveau de l'électrode et l'on a la réaction dans les deux sens :



On a alors un continuel aller et retour d'électrons de et vers l'électrolyte. C'est ce que l'on appelle le courant d'échange i_0 . Ce dernier dépend fortement de la nature de l'électrode. On peut comprendre que plus ce courant d'échange est important, plus la réaction est susceptible de démarrer avec une faible énergie d'activation.

Le diagramme de Tafel est utilisé pour mesurer la densité de courant d'échange (extrapolation et intersection de la courbe à $v_{\text{act}} = 0$) et le coefficient de transfert qui correspond à la pente de la courbe [4].

La forme usuelle de l'équation de Tafel est :

$$v_{\text{act}} = a + b \cdot \log(i) \quad (1.26)$$

où :

$$a = \frac{-2,3 \cdot R \cdot T}{\alpha \cdot n \cdot F} \cdot \log(i_0)$$

la pente de Tafel b ayant pour valeur :

$$b = \frac{2,3 \cdot R \cdot T}{\alpha \cdot n \cdot F}$$

Pour une réaction électrochimique, cette pente vaut approximativement 100 mV/décade à température ambiante. Ainsi une augmentation de 10 de la densité de courant provoque l'augmentation de la polarisation d'activation de 100 mV.

L'utilisation de catalyseurs permet de réduire la pente de la droite de Tafel afin de réduire la polarisation d'activation à courant donné.

1.5.5.2. Traversée de combustible et d'électrons

Bien que l'électrolyte soit conducteur protonique, de très petites quantités de gaz et d'électrons traversent l'électrolyte. De par la présence de catalyseur, l'hydrogène traversant l'électrolyte va se combiner avec l'oxygène consommant du carburant sans créer de courant.

C'est une sorte de courant interne qui se crée conduisant à une chute de tension alors que le circuit externe est ouvert. Ce phénomène est perceptible surtout pour les piles fonctionnant à basses températures. Un faible courant interne de $2,88 \text{ mA}\cdot\text{cm}^{-2}$ conduit, à vide, à une chute de tension de 0,3 V pour une pile PEM alimentée en air et fonctionnant à pression atmosphérique et à une température de 30°C [6]. Un tel courant est difficile à mesurer sauf à utiliser des mesures précises de la consommation à vide en hydrogène.

1.5.5.3. Polarisation ohmique

Les pertes ohmiques sont dues à la résistance que rencontre le flux d'ions en traversant l'électrolyte et à la résistance que rencontrent les électrons dans les électrodes. Cependant, les pertes apparaissant au niveau de l'électrolyte sont les plus importantes et peuvent être réduites en diminuant l'épaisseur de l'électrolyte et en améliorant sa conductivité ionique. Elles sont exprimées par :

$$v_{\text{ohm}} = i \cdot R \quad (1.27)$$

où i est la densité de courant généralement exprimée en $\text{mA}\cdot\text{cm}^{-2}$. R est alors la résistance correspondant à 1 cm^2 de cellule que l'on exprime en $\text{k}\Omega\cdot\text{cm}^2$.

1.5.5.4. Polarisation de concentration

Lorsque la demande en courant augmente, le système devient incapable de maintenir la concentration nécessaire des réactifs. Ceci conduit à un effondrement rapide de la tension aux bornes de la pile.

Plusieurs facteurs contribuent à la polarisation de concentration : la faible diffusion du gaz à travers les électrodes poreuses, la dissolution des réactifs ou produits dans l'électrolyte, la diffusion des réactifs ou des produits du site de la réaction vers l'électrolyte ou l'inverse.

A des densités de courants élevées, la faible vitesse de transport des réactifs ou des produits vers le site de la réaction est la contribution majeure à la polarisation de concentration.

Dans une pile PEM alimentée en air, la concentration de l'oxygène va diminuer au fur et à mesure que l'on s'éloigne de l'arrivée d'air, entraînant ainsi une diminution de la pression partielle d'oxygène. De la même manière, la pression d'hydrogène va diminuer.

Pour exprimer cette chute de tension, on écrit que, pour le courant limite i_L , la pression partielle des réactifs s'annule :

$$P = P_1 \cdot \left(1 - \frac{i}{i_L}\right) \quad (1.28)$$

où P_1 est la pression lorsque le courant est nul.

En utilisant l'équation (1.22), montrant la chute de tension due à une variation de pression, on obtient pour cette polarisation de concentration :

$$v_{\text{conc}} = -\frac{R \cdot T}{2 \cdot F} \cdot \ln\left(1 - \frac{i}{i_L}\right) \quad (1.29)$$

Ces chutes de tension dues à la concentration peuvent être très importantes en particulier lorsque l'hydrogène est produit par un reformeur et que celui-ci n'arrive pas à suivre un accroissement de la demande en courant. Il en est de même côté cathode si l'air ne circule pas bien et si des bouchons d'azote viennent perturber l'apport en oxygène.

1.5.5.5. Bilan des chutes de tension

La tension de la pile s'exprime par :

$$V_{\text{pile}} = \Delta E_e - |v_{\text{cathode}}| - |v_{\text{anode}}| - i \cdot R \quad (1.30)$$

où v_{cathode} et v_{anode} représentent les pertes d'activation et de concentration au niveau de la cathode et de l'anode. A noter que pour une pile fonctionnant avec de l'hydrogène et de l'air, ce sont les pertes au niveau de la cathode qui prédominent.

ΔE_e représente la différence des tensions théoriques au niveau des électrodes et vaut :

$$\Delta E_e = E_{\text{cathode}} - E_{\text{anode}} \quad (1.31)$$

On voit bien que l'objectif de tout concepteur de pile à combustible est de minimiser la polarisation de manière à avoir V_{pile} qui se rapproche de ΔE_e . Ceci est réalisé en améliorant la structure des électrodes ou par l'utilisation de meilleurs catalyseurs... En changeant les conditions de fonctionnement (augmentation de la pression des gaz et de la température), on peut aussi améliorer les performances d'une pile à combustible. Néanmoins, on montre que le fonctionnement optimal de la pile ne correspond pas toujours au point optimal de

fonctionnement des différents éléments du système (compresseur, humidificateur...). De plus, un fonctionnement à ce point optimal peut entraîner un vieillissement prématuré de la pile

1.6. DEVELOPPEMENTS DES PILES PEM [4]

1.6.1. Perspectives et verrous scientifiques

Dans ce paragraphe, on présente la pile PEM puisqu'elle est parmi les technologies de piles à combustible celle qui a été retenue par presque tous les constructeurs d'automobiles dans le monde entier. Elle intéresse également les industriels pour des applications stationnaires (centaines de kW), portables (jusqu'à 100 W), et transportables (environ 100 kW). C'est une technologie qui présente deux avantages par rapport aux autres technologies de piles à combustible, à savoir :

- une température de fonctionnement, relativement basse ($< 100^{\circ}\text{C}$), qui laisse envisager une technologie simple pour assurer un démarrage rapide. Ce point étant essentiel pour les applications embarquées ;
- un électrolyte solide, non corrosif, pouvant prétendre à la fois à des durées de vie sensiblement supérieures aux piles à électrolyte liquide dans des conditions normales de fonctionnement ainsi qu'à une industrialisation plus simple.

Des travaux de recherche et de développement, visant essentiellement à augmenter les performances en termes de rendement et de compacité et à diminuer le coût d'un facteur 5 à 100 selon l'application, sont entrepris. En outre, il est important de rappeler qu'un module de pile à combustible doit, pour fonctionner, être associé à des équipements auxiliaires qui assurent l'approvisionnement des réactifs (hydrogène et air), leur conditionnement (pression, débit), la gestion des produits de la réaction (eau, chaleur, électricité). Ces équipements peuvent représenter jusqu'à 60% en masse et en volume du système. De plus, le stockage du combustible constitue une entrave technologique majeure, car il conditionne pour certaines applications l'autonomie du système. L'ensemble des recherches a donc pour objectif de réduire le coût des équipements et d'augmenter les performances du système complet.

1.6.2. Membranes conductrices de protons

Les membranes conductrices de protons constituent la partie la plus importante des piles PEM, puisque ce sont leur propriété de conduction qui vont conditionner la recombinaison électrochimique de l'hydrogène avec l'oxygène, et donc ses performances. Les chutes ohmiques limitent le fonctionnement à haute densité de courant et sont principalement associées aux membranes. Ces dernières doivent aussi présenter de bonnes propriétés de résistance mécanique et chimique dans les conditions de fonctionnement, ne pas être perméables aux gaz et maintenir une teneur en eau contrôlée puisque cela conditionne les propriétés de conduction.

La gestion de l'eau dans les membranes est donc un des problèmes majeurs dans la technologie PEM. Une avancée majeure pour les piles PEM a été l'arrivée des membranes Nafion commercialisées par la société américaine Dupont de Nemours. Le Nafion a pour structure de base un poly-tetrafluoéthylène (PTFE) qui est inerte dans un environnement oxydant ou réducteur. Si le Nafion est actuellement le matériau de référence, son coût (de

l'ordre de 700 €/m²) est un frein au développement des piles PEM. En effet, une pile d'une puissance de 50 kW nécessite une dizaine de m² de membrane. Le manque de sélectivité de ces membranes au méthanol, dans la perspective du développement des piles à méthanol direct, les difficultés de recyclage des polymères fluorés surtout dans la perspective de récupération du platine, catalyseur intimement lié à la membrane, encouragent la recherche de nouvelles membranes.

La possibilité de fonctionner à des températures plus élevées (150/200°C), afin de minimiser les problèmes d'empoisonnement par le monoxyde de carbone des catalyseurs, renforce également cette nécessité.

1.6.3. Cœur de pile

Le cœur de pile représente une part non négligeable du coût des piles PEM, tant au niveau de l'électrolyte, du catalyseur que des plaques bipolaires.

Le catalyseur utilisé dans ce type de piles est du platine pur ou allié à un élément de transition (Gr, Mn, Ni, Co, Fe). En effet, seul ce métal noble possède l'activité électrocatalytique suffisante vis-à-vis de la réduction d'oxygène et de l'oxydation de l'hydrogène, et peut, de plus, résister durablement à la corrosion dans cet environnement chimique très acide.

Les recherches menées depuis le début des années soixante ont donc porté sur la réduction des quantités de platine aux électrodes et l'amélioration des performances. Ainsi, les quantités de chargement en platine ont pu être divisées par un facteur 20 au cours des trente dernières années, sans pour cela sacrifier les densités de puissance. Le passage des électrodes de platine métallique à de très petites particules de platine (2 à 3 nanomètres) supportées sur des poudres de carbone a, pour une grande partie, contribué à cette réduction en développant la surface électro-active du catalyseur.

Les électrodes des piles PEM sont généralement des électrodes poreuses permettant la diffusion des gaz pour approvisionner en réactifs les zones actives où le catalyseur est en contact avec le conducteur ionique. La fabrication des électrodes est un procédé complexe où tous les détails dans la structure et la préparation sont importants. La raison en est que la fonction des électrodes est bien plus que seulement catalyser la réaction. Dans cette zone, le carbone, les particules de platine et la membrane sont intimement liés sur plusieurs microns d'épaisseur.

Un des objectifs majeurs actuellement reste l'optimisation du cœur de pile. En effet, si la diminution des quantités de platine est de moins en moins d'actualité, il n'en demeure pas moins qu'une meilleure utilisation du catalyseur augmentera de façon significative les performances électrochimiques (courant ou puissance à tension fixée). Pour atteindre cet objectif, des travaux visent à augmenter la surface électro-active, à faciliter l'accès des gaz réactifs (air et hydrogène) aux grains de catalyseur, en optimisant la structure et la composition des électrodes.

Parmi les recherches sur le cœur de pile, un enjeu grandissant concerne la résistance des catalyseurs à l'empoisonnement par le monoxyde de carbone à l'anode, et par les corps gras provenant des particules d'huile de l'air environnant à la cathode. Ces polluants

proviennent pour l'hydrogène de l'utilisation d'un combustible issu du reformage d'alcools ou d'hydrocarbures, et pour l'oxygène, de l'alimentation en air non épuré. Les voies de recherches sont l'utilisation d'alliages de platine (Ru, Mo ou Sn à l'anode, métaux de transition en général à la cathode), l'injection d'additifs oxydants dans les gaz anodiques ou l'augmentation de la température de fonctionnement. Enfin, un dernier domaine de recherche concerne l'utilisation directe de combustibles liquides tels que le méthanol. Ces piles présentent l'avantage de permettre un stockage liquide du combustible, mais l'inconvénient d'une réaction anodique très lente entraîne une forte diminution de la tension de la pile. De nouveaux catalyseurs toujours à base d'alliages binaires ou ternaires de platine sont développés pour tenter de résoudre ce type de problèmes.

1.6.4. Plaques bipolaires

Les plaques bipolaires ont pour fonction la collecte du courant, la distribution et la séparation des gaz à l'anode et à la cathode. Les matériaux des plaques bipolaires doivent donc posséder un niveau de conductivité électrique suffisant, une imperméabilité aux gaz et une bonne inertie chimique vis-à-vis des fluides présents dans le cœur de la pile (eau, acide, oxygène, etc.).

Les plaques les plus courantes sont réalisées en graphite et les canaux de distribution des gaz sont obtenus par usinage. Ces plaques, disponibles commercialement, mais à des prix élevés, essentiellement dus à la phase d'usinage, permettent difficilement d'envisager une fabrication industrielle. C'est pourquoi, de nombreux développements sont entrepris, notamment vers deux nouveaux concepts de plaques bipolaires : les composites organiques et les tôles métalliques.

1.6.4.1. Composites organiques[4]

Le principe de ces plaques repose sur l'utilisation de charges (carbone, graphite, etc.) dispersées dans un matériau thermoplastique ou thermodurcissable. Les charges vont conférer aux plaques bipolaires la conductivité électrique nécessaire à la collecte du courant et le liant polymère, la bonne tenue mécanique nécessaire à l'assemblage des différents éléments. L'intérêt majeur réside d'une part dans le faible coût des matières de base et d'autre part dans le fait que les canaux de distribution peuvent être obtenus directement par le moulage du polymère sur une empreinte sans phase ultérieure d'usinage.

De nombreux paramètres tels que la nature et la géométrie des charges, le type de liant polymère, la fraction volumique de charge et les conditions de formulation et de mise en œuvre permettent de moduler les propriétés du matériau et de répondre aux principales spécifications. Des tests électrochimiques de plaques bipolaires en composite organique en configuration piles à combustibles ont permis de mettre en évidence un comportement comparable à celui de collecteurs en graphite sur plusieurs centaines d'heures. Les développements actuels visent à optimiser les compositions ainsi que les conditions de mise en œuvre afin de pouvoir envisager leur utilisation dans la réalisation des piles PEM.

1.6.4.2. Tôles métalliques

Les métaux et alliages et particulièrement les aciers inoxydables, présentent un ensemble de propriétés (tenue mécanique, étanchéité, conductivité électrique, aptitude à la mise en forme par des procédés de production de masse) qui en font des candidats de choix pour la conception et la réalisation de plaques bipolaires compactes, légères et bon marché. Leur densité supérieure à celle du graphite impose de les utiliser sous forme de feuilles minces, facilement mises en forme par emboutissage. Dans ces conditions, l'évacuation de la chaleur et le contrôle de la température du module en fonctionnement peuvent être assurés avec précision par circulation d'un fluide de refroidissement interne.

Plusieurs plaques prototypes en acier inoxydable, constituées par soudure laser ou brasure de plaques embouties sur un cadre prédécoupé, ont été réalisées. Elles présentent une réduction substantielle de l'épaisseur, une diminution de la masse par unité de surface et une baisse du coût de fabrication. Les études ont permis d'observer des contraintes spécifiques à cette approche. La limite d'allongement à rupture de l'alliage conditionne fortement la géométrie des canaux de distribution de gaz, ce qui nécessitera probablement une optimisation des paramètres hydrauliques et électriques de fonctionnement de la pile.

La tenue des plaques métalliques à la corrosion est également étudiée. En effet, une corrosion excessive des plaques et la formation de cations métalliques peuvent altérer de différentes façons le fonctionnement et les performances d'une pile par réduction de la conductivité ionique de la membrane, voire par perte d'étanchéité ou obstruction des canaux. L'objectif de ces études est d'identifier des alliages permettant un fonctionnement sans dégradation excessive des performances, pour des durées cumulées de fonctionnement de 3000 à 5000 heures pour les applications embarquées, voire 30000 à 50000 heures pour la production stationnaire d'électricité.

1.6.4.3. Géométrie des canaux

La géométrie des plaques bipolaires est très importante pour définir les performances d'une pile à combustible. Les piles PEM fonctionnent à des niveaux de pression et de température réduits, favorisant ainsi l'apparition d'écoulements diphasiques eau/gaz à l'intérieur des structures de distribution des réactifs aux électrodes. Ces distributeurs peuvent être constitués de canaux usinés dans les plaques bipolaires. Leur rôle est d'assurer une répartition homogène des gaz sur les électrodes, afin de garantir une utilisation optimale de leur surface active.

Ces considérations motivent les travaux sur la thermohydraulique des piles PEM. Les expériences menées jusqu'à présent ont permis d'identifier les régimes d'écoulement qui se rencontrent à l'intérieur des canaux de distribution millimétriques et de mettre en évidence les effets sur la réponse électrique. Ainsi, les principaux modes d'écoulement diphasiques habituellement rencontrés dans une conduite horizontale se retrouvent ici, mais avec quelques spécificités liées à la taille réduite de canaux qui favorise les effets capillaires. Dépendant de la nature (gaz ou liquide) et de la concentration des réactifs (spécialement la pression partielle de l'oxygène dans l'air), différentes géométries de canaux de circulation peuvent être définies (figure 1.9).

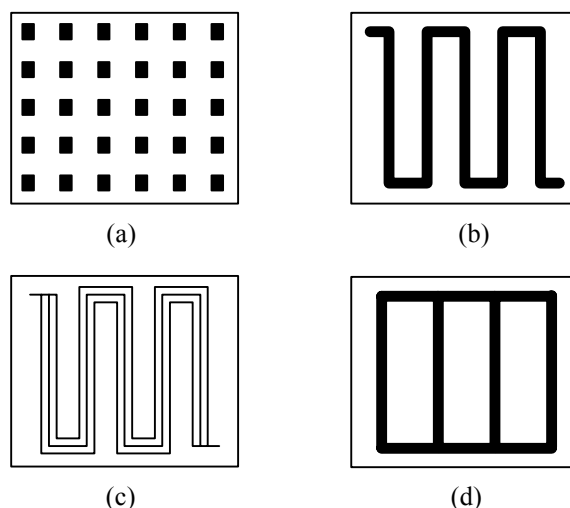


Figure 1.9. Structure des canaux : (a) plots en carré, (b) serpentins, (c) stratifiée, (d) cascade.

La première structure, constituée de plots régulièrement disposés (figure 1.9-a), n'est pas optimale pour une distribution égale des gaz qui peuvent circuler à travers la pile par n'importe quel chemin possible. Le résultat est que certains chemins peuvent être bloqués (formation d'un bouchon de liquide) et ainsi la distribution de courant dans l'électrode n'est pas homogène. L'avantage de cette géométrie est que la baisse de pression est minimale durant le trajet.

La structure en serpentins (figure 1.9-b) est largement utilisée car elle assure un chemin préférentiel à travers le système. Aucun canal n'est fermé ce qui rend plus difficile la formation d'un bouchon dans le fluide. Cependant, cette structure est responsable de chutes de pression et est plus difficile à fabriquer.

La structure à canaux stratifiés, qui force les gaz à travers une couche de diffusion, peut être avantageuse pour les gaz purs (figure 1.9-c). Mais elle n'est généralement pas la structure préférée à cause de blocages dus à la formation de gouttelettes d'eau et également à un différentiel de pression important.

La structure en cascade (figure 1.9-d) utilise également des canaux fermés ce qui provoque des bouchons par formation de gouttelettes d'eau. Cette structure souffre aussi de fortes différences de pression.

1.7. APPLICATIONS DES PILES A COMBUSTIBLES [4]

On distingue habituellement les applications des piles à combustible entre applications portables, stationnaires et embarquées.

1.7.1. Applications portables

Celles-ci incluent le téléphone mobile d'une puissance moyenne de l'ordre de 400 mW et l'ordinateur portable d'une puissance moyenne de 10 W. Ces applications connaissent une très forte croissance et les recherches les plus importantes sont axées sur l'utilisation d'une

pile à combustible chargeant une petite batterie qui assure mieux l'apport d'énergie lors des pics d'émission. L'autonomie n'est alors limitée que par la taille du réservoir d'hydrogène ou de méthanol. L'utilisateur recharge son portable comme on recharge un briquet ou un stylo à encre, en quelques secondes et chaque recharge donne 3 à 5 fois plus d'autonomie qu'une batterie actuelle, pour le même encombrement.

La technologie qui est utilisée est la pile PEM du fait de sa basse température de fonctionnement et de sa technologie tout solide alimentée soit directement en hydrogène, soit avec du méthanol. En terme de coût, la référence est celle de la meilleure batterie actuelle soit environ 0,80 €/Wh.

1.7.2. Applications stationnaires

Compte tenu des tendances vers la décentralisation de la production d'énergie électrique, ce secteur intéresse de nombreux industriels. L'activité est centrée sur deux grands domaines d'applications : la production collective (les puissances sont dans la gamme de 200 kW à quelques MW) et la production domestique (les puissances sont dans la gamme de 2 à 7 kW).

De nombreux projets et démonstrations existent déjà dans le premier domaine. Ils sont généralement basés autour de la technologie PEMFC même si d'autres technologies (MCFC, SOFC) font également l'objet de tests mais ne sont pas encore au stade d'une commercialisation.

Dans le deuxième domaine, plusieurs projets sont également en cours de réalisation. Des tests sont actuellement réalisés avec plusieurs prototypes en situation réelle. Ces appareils basés sur une technologie de type PEMFC fournissent électricité et chaleur (chauffage et eau chaude). Ils sont alimentés par des combustibles classiques : un reformeur transforme le combustible hydrocarbure (généralement du gaz naturel) en hydrogène. Ce sera probablement le premier marché de masse à être occupé par la technologie pile à combustible.

1.7.3. Applications embarquées

Le transport est le domaine d'application à l'origine du développement de la pile à combustible vers le début des années 90. Compte tenu de la contrainte de coût, particulièrement forte dans ce secteur, et de la concurrence de la technologie traditionnelle (moteur thermique), il faut distinguer deux sous-familles assez différentes suivant qu'il s'agit d'équiper un véhicule léger ou un véhicule lourd. Il est demandé au véhicule léger quelque 3000 h de fonctionnement pour une dizaine d'années de durée de vie alors qu'un véhicule lourd (transport de passagers ou marchandises) exige une durée de fonctionnement bien plus importante.

1.7.3.1. Véhicules légers

Tous les constructeurs américains, japonais ou européens ont déjà sorti des prototypes et prévoient des pré-séries dont l'échéance a tendance à reculer d'une année tous les ans.

Les constructeurs vendront probablement à perte pour ouvrir le marché et acquérir de l'expérience. La technologie ne devrait devenir financièrement rentable qu'à partir de 2010 voire 2020. A l'horizon de 2030, ce sera le marché mondial qui sera visé avec une production annuelle qui pourrait atteindre 10 à 20 % du marché. La technologie utilisée dans ces applications sera essentiellement de type PEMFC, même si quelques expériences utilisent l'AFC ou la PAFC. Le coût objectif de cette filière est d'environ 130 €/kW [4] pour l'ensemble de la chaîne de traction dont un tiers pour la pile seule.

1.7.3.2. Véhicules lourds

Plusieurs prototypes de bus ont été construits à partir de 1993. La compagnie canadienne Ballard Power Systems a fait office de pionnier avec 6 autobus (pile PEM), qui ont aujourd'hui achevé leurs tests en service régulier à Vancouver et à Chicago. La compagnie allemande Daimler-Chrysler, sur la base de la même technologie que Ballard a annoncé le lancement d'une pré-série de 30 bus, en vue d'une mise en service dans plusieurs villes européennes. Compte tenu de la durée de vie attendue pour ce type de véhicule, les systèmes développés se rapprochent des systèmes stationnaires.

A côté de ces applications routières, certains constructeurs pensent à un tramway propre et sans caténaire, utilisant une pile à combustible.

Il faut enfin noter un intérêt croissant de constructeurs de navires pour la pile SOFC, au niveau du MW ou plus, essentiellement comme source d'appoint ou de secours.

1.8. CONCLUSION

Plus de 160 ans d'histoire... Depuis leur invention, les piles à combustible n'ont pas encore atteint une maturité suffisante quant à leur développement, leur application et leur commercialisation comparées à leurs principaux concurrents que sont les moteurs thermiques pour le transport, les chaudières ou les turbines à gaz pour le stationnaire ou encore les batteries pour les applications portables.

Après avoir été réservées aux applications spatiales, les piles à combustible connaissent actuellement une intense activité en recherche et développement. Pour justifier ce regain d'intérêt, on évoque souvent les problèmes climatiques ou la fin des réserves d'hydrocarbures fossiles.

Les piles à combustible sont au carrefour de plusieurs disciplines, ce que ce premier chapitre a permis de souligner. Après un bref aperçu des technologies existantes, on a présenté leur principe de base en introduisant graduellement et de manière simplifiée les lois de la cinétique des réactions chimiques pour obtenir la caractéristique tension-courant qui nous intéresse tout particulièrement. On a ensuite montré l'influence des paramètres de fonctionnement (pression et température) sur les performances des piles. On s'est attardé sur les piles PEM en présentant succinctement quelques aspects liés à leur fabrication. De là, on a mis en évidence les différentes applications envisagées pour les piles à combustible.

CHAPITRE 2

***CONVERTISSEURS STATIQUES POUR LES SYSTEMES PILES A
COMBUSTIBLE***

2.1. INTRODUCTION

Les piles à combustible se caractérisent par la délivrance d'un courant continu élevé sous une tension continue généralement assez faible et difficilement exploitable malgré d'importants efforts pour empiler en série le plus grand nombre de cellules élémentaires. Si l'on considère à ce jour les limites technologiques, le nombre de cellules que l'on peut mettre en série est de l'ordre d'une centaine. On obtient donc une tension variant entre quelques volts et 100 V. Pour beaucoup d'applications, cette tension est insuffisante. On est alors amené à placer un convertisseur entre la pile et la charge électrique dont le premier rôle est d'élever la tension délivrée par la pile. Cet étage de conversion est, en outre, indispensable en raison de la variation de la tension délivrée en fonction de la charge qui peut atteindre au moins 20 % de la tension nominale.

Dans ce chapitre, on s'intéresse tout particulièrement aux convertisseurs continu-continu non réversible qui peuvent être utilisés comme interface entre une pile à combustible et une charge électrique. C'est la partie la plus importante de la chaîne de conversion pile-charge puisqu'elle conditionne directement la durée de vie de la pile à combustible. En effet, parmi les différents phénomènes altérant la durée de vie des piles à combustible, l'ondulation du courant et les harmoniques contenus dans ce dernier sont parfois cités [8], même si sur ce point les avis sont partagés. Ils sont directement liés à l'architecture du convertisseur placé en aval de la pile à combustible.

Il existe toute une panoplie de convertisseurs continu-continu [9-11]. Allant des structures de base à conversion directe de l'énergie, en passant par celles à stockage intermédiaire en incluant ou non un transformateur d'isolement, on se trouve confronté à une multiplicité de solutions. Cependant, parmi toutes les solutions envisageables et compte tenu des caractéristiques d'une pile à combustible, quelques propriétés semblent indispensables :

- le caractère élévateur du convertisseur ;
- la possibilité de régler la tension de sortie du convertisseur indépendamment des fluctuations de sa tension d'entrée ;
- la possibilité de contrôler le courant absorbé par le convertisseur ;
- la minimisation de l'ondulation du courant.

Les structures qui autorisent un contrôle du courant de sortie de la pile à combustible sont intéressantes pour ce genre d'application. Elles permettent, en effet, d'avoir un contrôle direct sur la quantité d'hydrogène consommée au travers du contrôle du courant [12], ce qui améliore le rendement global du système.

Dans un premier temps, on présente les différentes topologies d'un système à pile à combustible comportant une pile à combustible, un éventuel élément de stockage (batteries et/ou supercapacités) et une charge électrique. On présente et on analyse ensuite quelques structures de base de convertisseurs continu-continu pour la liaison entre la pile à combustible et le bus continu puis la liaison entre l'élément de stockage et le bus continu. Plusieurs autres structures en découlent dont l'objectif est d'optimiser la structure de base.

Quelques exemples d'architectures de convertisseurs pour différentes applications des piles à combustible sont ensuite présentés. Enfin, on voit ainsi d'autres alternatives aux architectures classiques que l'on a l'habitude d'employer impliquant une fiabilité accrue et une optimisation de la taille et du poids de ces convertisseurs.

2.2. PRESENTATION DU SYSTEME DE PUISSANCE

2.2.1. Architecture du système

La pile à combustible peut être considérée comme une source de tension continue variable avec une impédance interne élevée. Différentes topologies peuvent être envisagées selon que l'alimentation finale est en continu ou en alternatif, qu'un élément de stockage d'énergie tampon est envisagé ou non et que la pile à combustible délivre une tension basse ou élevée [8, 13].

D'un point de vue général, on est amené à connecter ensemble une pile à combustible, un élément de stockage et une charge électrique que l'on suppose alternative (figure 2.1). Dans le cas d'une charge alimentée en continu, on fait l'économie du convertisseur continu-alternatif placé à droite sur les différents schémas.

Différentes architectures peuvent être définies selon la tension de sortie de la pile. Si la pile à combustible est basse tension et que le bus continu est haute tension, on devra placer un convertisseur unidirectionnel entre la pile et le bus continu (figure 2.1 (a, b)). Si la pile est haute tension, on peut faire l'économie de ce convertisseur (figure 2.1 (c)). Cependant, dans le cas où la pile est directement connectée sur le bus continu, celui-ci a un niveau de tension fluctuant et un convertisseur doit être placé entre l'organe de stockage et la pile quelle que soit la tension de sortie de l'organe de stockage.

Pour l'organe de stockage, permettant, d'une part, de récupérer de l'énergie réinjectée sur le bus continu (freinage récupératif par exemple) ou de l'énergie destinée à recharger ces éléments et, d'autre part, de lisser les appels de puissance de la pile à combustible, on a comme pour la pile la nécessité ou non d'utiliser un convertisseur selon que cet élément est basse tension (figure 2.1 (a, c)) ou haute tension (figure 2.1 (b)).

Côté charge, un convertisseur continu-alternatif classique permet d'alimenter la charge alternative. Ce convertisseur est bidirectionnel et doit permettre d'échanger de la puissance dans les deux sens afin de fonctionner en mode récupératif ou de permettre la recharge des batteries.

2.2.2. Structures des convertisseurs continu-continu pour la liaison de la pile avec le bus continu

Dans ce paragraphe, on présente les structures de convertisseurs continu-continu souvent rencontrées dans la littérature pour les systèmes à piles à combustible [8, 13-16]. La simplicité de la plupart de ces structures est justifiée par la recherche de la commodité de réalisation ou le faible coût. Cependant, certaines structures plus complexes conduisent à des performances plus élevées.

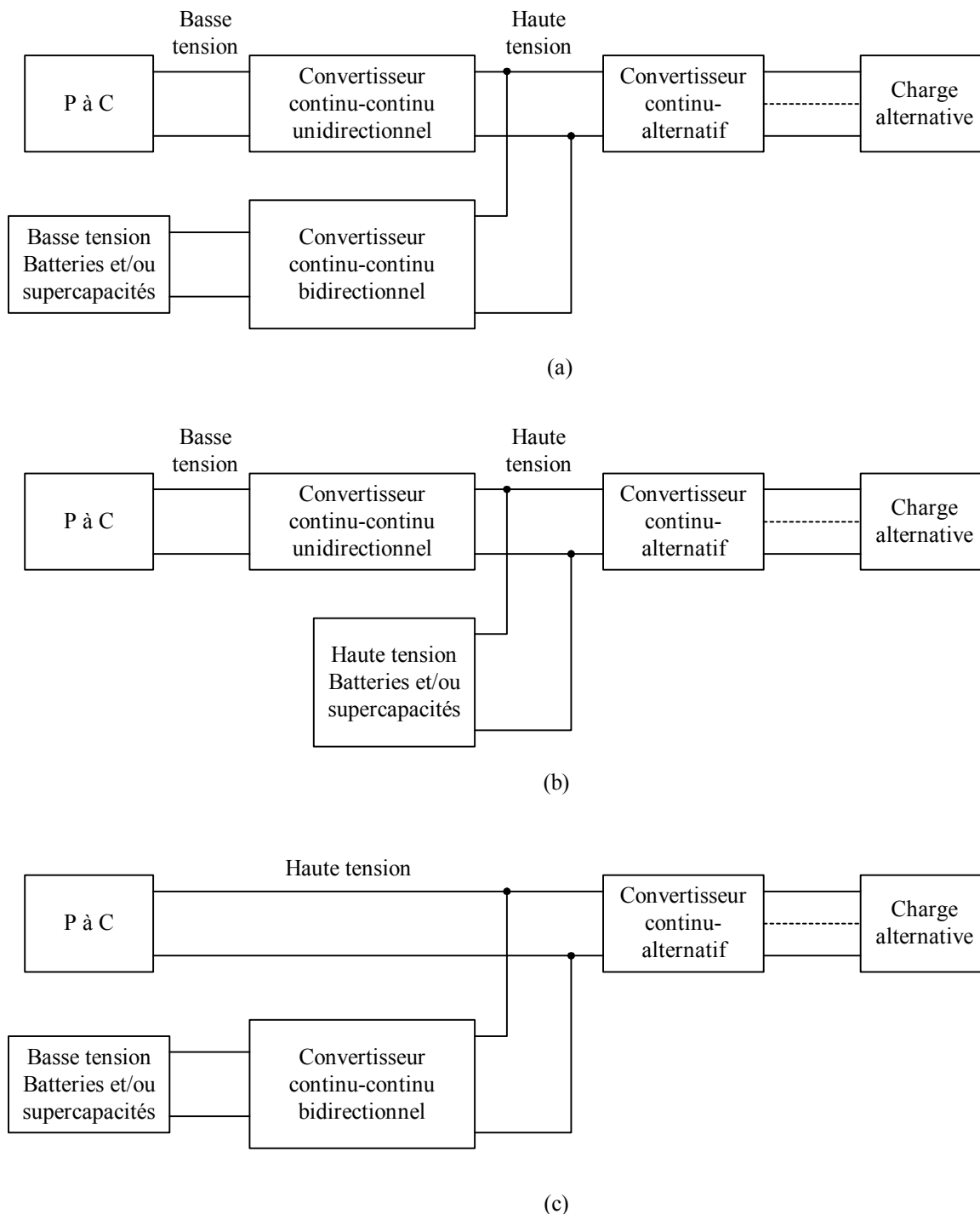


Figure 2.1. Exemples de topologie des systèmes électriques à pile à combustible.

La figure 2.2 (a) présente la structure de base d'un survolteur. C'est la structure la plus simple. Différents auteurs proposent de segmenter la puissance du convertisseur en plaçant plusieurs convertisseurs identiques en parallèle [8, 17]. La figure 2.2 (b) présente un convertisseur élévateur constitué de deux convertisseurs en parallèle. Dans ce cas particulier de l'utilisation de deux convertisseurs, on a en plus la possibilité de coupler les deux inductances [17, 18].

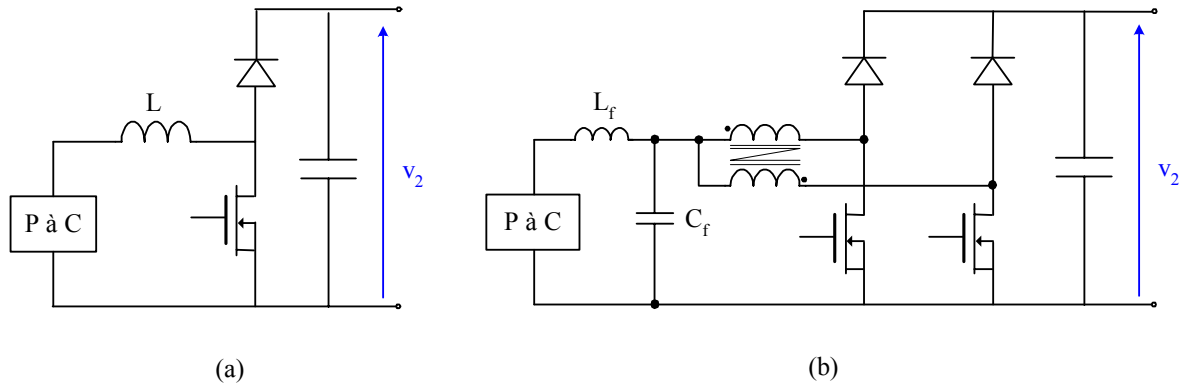


Figure 2.2. Convertisseur continu-continu. (a) Survolteur de base. (b) Mise en parallèle de deux survolteurs avec inductances couplées.

Dans le cas où l'on désire travailler avec un bus continu haute tension, les montages élévateurs sont limités, d'autant plus que la tension d'entrée de la pile chute lorsque le courant augmente. On peut donc être amené à s'intéresser aux structures comprenant un transformateur. L'intérêt n'est pas l'isolation galvanique, qui n'est pas indispensable pour ce type d'application, mais l'apport d'un étage élévateur de tension.

On distingue deux types de montage avec transformateur : les montages asymétriques et les montages symétriques.

Dans les premiers, le flux est unidirectionnel (le transformateur est inséré dans une structure hacheur). Les plus connus sont les montages flyback et forward (figure 2.3). Ces derniers ne sont pas recommandés dans les applications basse tension - fort courant comme c'est le cas des piles à combustible.

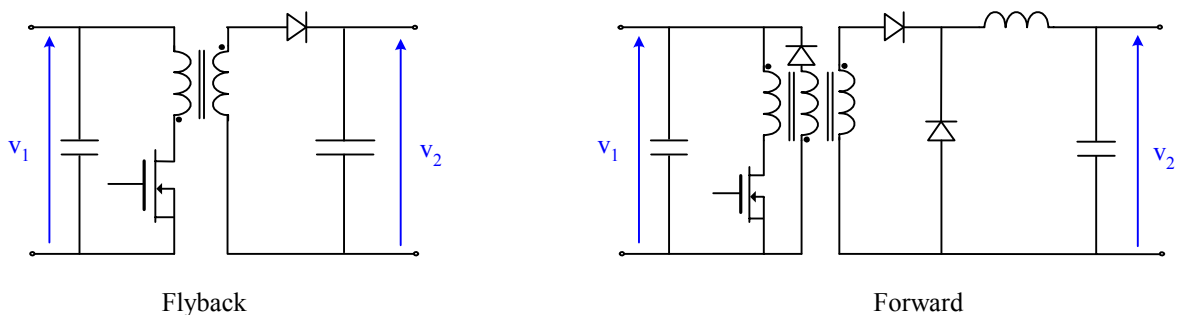


Figure 2.3. Convertisseurs continu-continu avec transformateur asymétrique, Flyback (à gauche) et Forward (à droite).

Dans les seconds, le flux est alternatif grâce à la présence d'un étage de conversion à sortie alternative (figure 2.4). Le transformateur, fonctionnant de préférence à haute fréquence pour réduire son volume, est alimenté via un onduleur et est mieux exploité que dans les montages asymétriques.

L'onduleur au primaire du transformateur peut être en demi-pont ou en pont complet. On peut aussi utiliser un montage de type push-pull. Ce dernier est une solution bon marché pour des application de quelques kW [8].

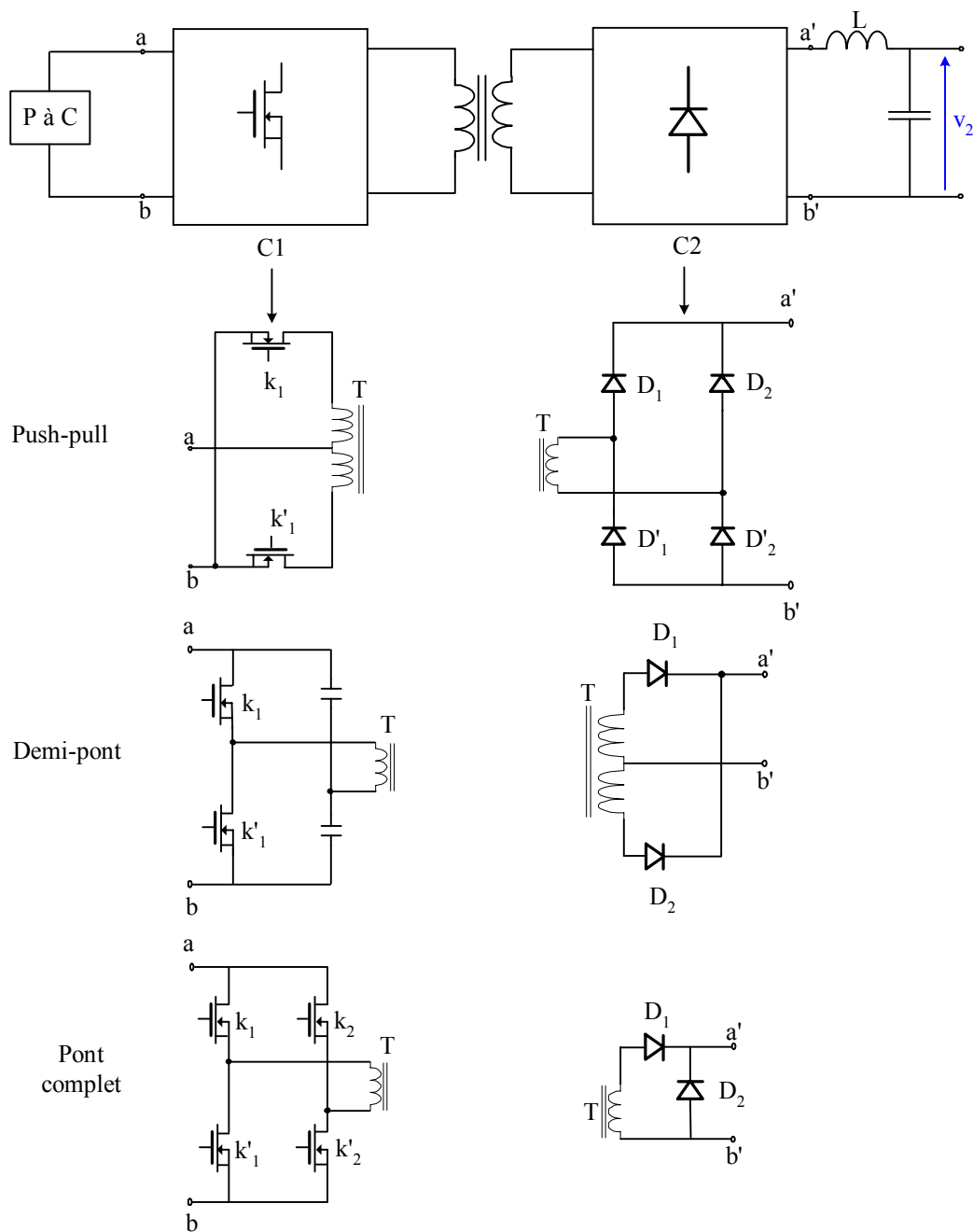


Figure 2.4. Convertisseurs continu-continu avec transformateur symétrique. Différentes structures, onduleurs (à gauche) et redresseurs (à droite).

Côté secondaire, comme il n'y a pas nécessité de récupérer de l'énergie vers la pile située au primaire, un redresseur non commandé suffit. Il peut être simple alternance avec deux diodes ou double alternance avec quatre diodes en pont ou deux diodes et un transformateur à point milieu.

Toutes les combinaisons sont possibles entre l'un de ces onduleurs et l'un de ces redresseurs.

Afin de réduire les contraintes sur les interrupteurs lors de montée en fréquences de l'onduleur, on peut avoir intérêt à utiliser des convertisseurs à résonance [8, 10, 16]. Dans [8],

on propose une solution originale mêlant un mode de commutation à zéro de tension et à zéro de courant (figure 2.5).

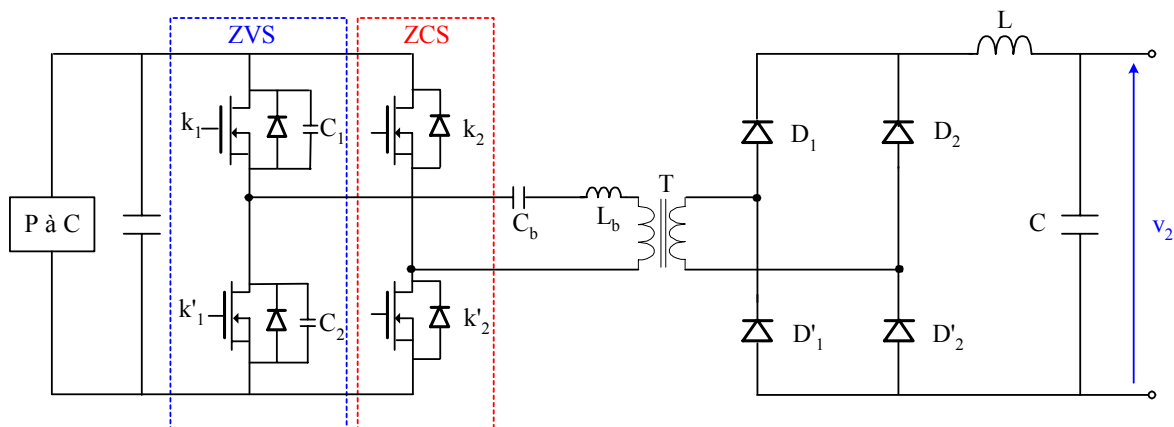


Figure 2.5. Convertisseur continu-continu. Fonctionnement en commutation douce.

2.2.3. Structures des convertisseurs continu-continu pour la liaison batteries ou super-capacités avec le bus continu

On est toujours en mode de conversion continu-continu mais avec une possibilité de récupération et une nécessité de recharge des éléments de stockage. Dans tous les montages déjà envisagés, on remplace le convertisseur unidirectionnel de l'échange côté sortie, où celui-ci est généralement assuré par des diodes, par des interrupteurs bidirectionnels en courant (figure 2.6).

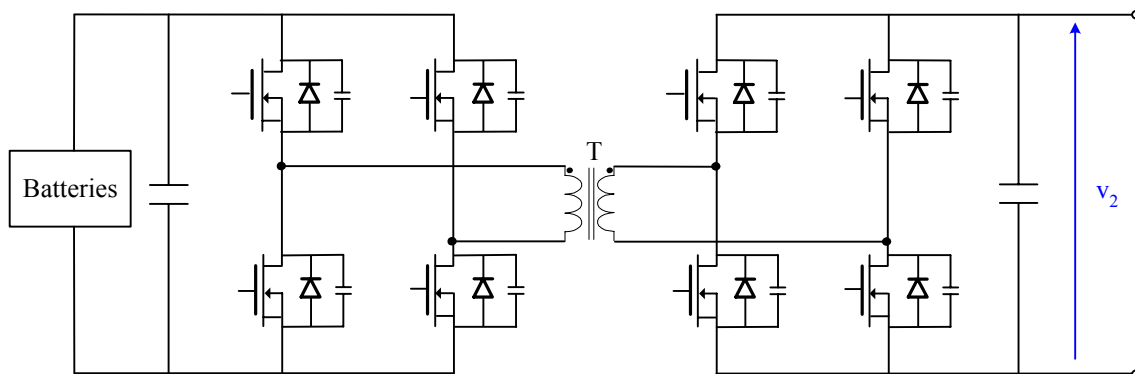


Figure 2.6. Exemple de convertisseur continu-continu bidirectionnel pour batteries.

2.3. ETUDE DE QUELQUES STRUCTURES DE CONVERSION

2.3.1. Etude du convertisseur survolteur (boost)

2.3.1.1. Montage idéal

La figure 2.7 représente la structure élémentaire du convertisseur et la forme d'onde du courant dans l'inductance.

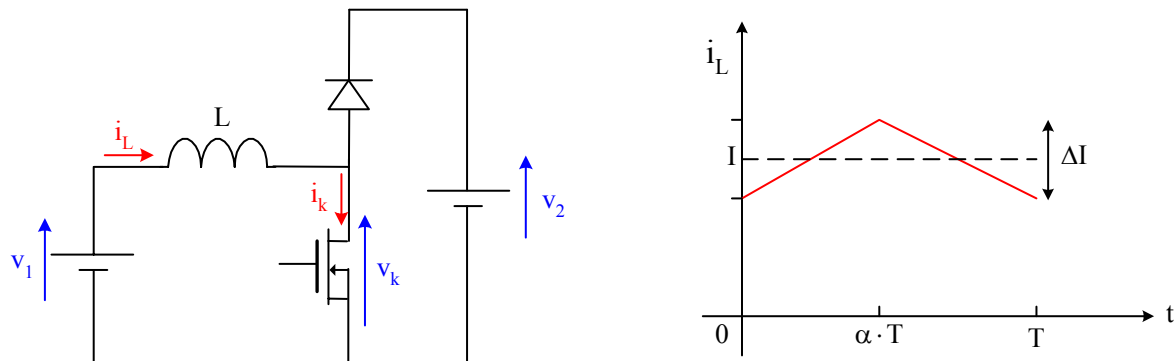


Figure 2.7. Convertisseur élémentaire (à gauche), forme du courant (à droite).

Si l'on considère le mode de conduction continue qui est, a priori, préférable avec une pile à combustible, on a deux séquences de fonctionnement. La première correspond à la charge de l'inductance L, l'autre correspond à sa décharge. On retrouve, à partir de la forme du courant la relation caractéristique des tensions :

$$V_2 = \frac{V_1}{1 - \alpha} \quad (2.1)$$

et l'expression de l'ondulation du courant :

$$\Delta I = \frac{2 \cdot \pi \cdot \alpha}{L \cdot \omega} \cdot V_1 \quad (2.2)$$

Ces deux dernières équations ne permettent pas de définir le courant moyen I et donc le point de fonctionnement qui dépend de la charge alimentée.

Deux cas sont considérés selon que l'on débite sur une capacité ou sur une batterie.

2.3.1.2. Débit sur une capacité

C'est le cas lorsque l'on a une alimentation isolée où la source est connectée sur une capacité de stockage où est connectée la charge (figure 2.8) .

On a vu au chapitre précédent que la tension de sortie d'une pile à combustible obéit, même en statique, à une relation complexe. Dans ce qui suit, on assimile la pile à combustible

à une f.e.m correspondant à la tension à courant nul V_0 obtenue en linéarisant la courbe et à une résistance interne R_0 (figure 2.8) :

$$v_1 = V_0 - R_0 \cdot i \quad (2.3)$$

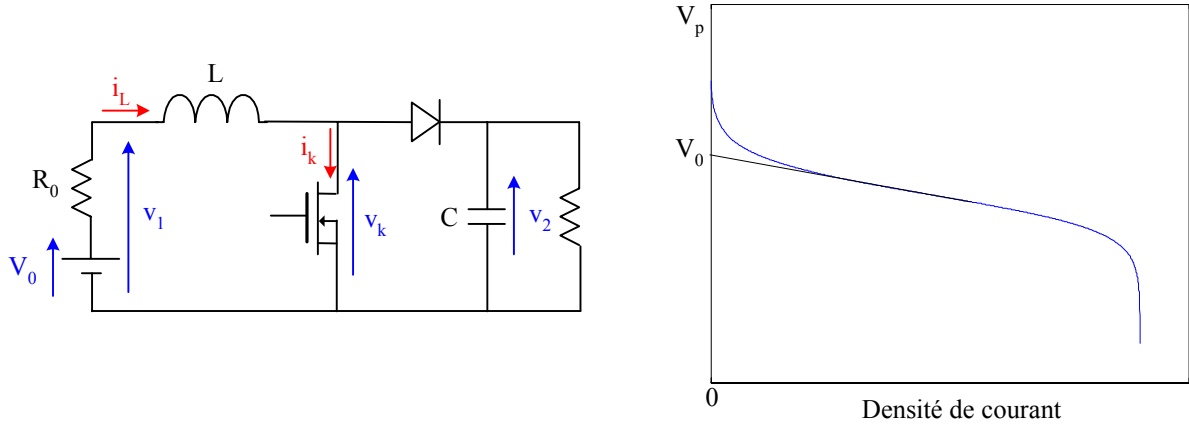


Figure 2.8. Convertisseur survolteur. Débit sur une capacité (à gauche), caractéristique d'une pile (à droite).

Les équations classiques qui régissent le fonctionnement du convertisseur sont :

$$\begin{aligned} v_1 &= V_0 - R_0 \cdot i_L = r_L \cdot i_L + L \cdot \frac{di_L}{dt} + (1-\varepsilon) \cdot v_2 + [\varepsilon \cdot r_k + (1-\varepsilon) \cdot r_D] \cdot i_L + \varepsilon \cdot v_k + (1-\varepsilon) \cdot v_D \\ C \cdot \frac{dv_c}{dt} + \frac{v_2}{R} &= (1-\varepsilon) \cdot i_L \\ v_2 &= v_c + r_c \cdot i_c \end{aligned} \quad (2.4)$$

où r_k et r_D sont les résistances à l'état passant des interrupteurs, v_D et v_k sont les chutes de tension à l'état passant des interrupteurs, r_L et r_c sont respectivement la résistance interne de l'inductance et celle du condensateur, ε représente l'état de conduction de l'interrupteur k (1 à l'état passant, 0 à l'état bloqué).

En régime permanent, on obtient de façon approchée :

$$V_2 = \frac{V_1 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D}{(1-\alpha) + \frac{r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D}{(1-\alpha) \cdot R}} = (1-\alpha) \cdot R \cdot I \quad (2.5)$$

où α représente le rapport cyclique associé à la conduction de l'interrupteur k.

Le courant moyen s'exprime par :

$$I = \frac{V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D}{R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R} \quad (2.6)$$

La tension moyenne de sortie de la pile est donnée par :

$$V_1 = \frac{V_0 \cdot [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R] + R_0 \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D]}{R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R} \quad (2.7)$$

La tension moyenne de sortie est donnée par :

$$V_2 = \frac{(1-\alpha) \cdot R \cdot [V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D]}{R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R} \quad (2.8)$$

Le rapport entre la tension de sortie et la tension délivrée par la pile s'exprime par :

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{(1-\alpha) \cdot R \cdot [V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D]}{V_0 \cdot [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R] + R_0 \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D]} \quad (2.9)$$

La puissance fournie par la pile est alors donnée par :

$$P_1 = \frac{V_0 \cdot [V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D] \cdot \left\{ \begin{array}{l} [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R] \\ + R_0 \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D] \end{array} \right\}}{(R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R)^2} \quad (2.10)$$

et la puissance dissipée dans la résistance de charge :

$$P_2 = \frac{(1-\alpha)^2 \cdot R \cdot [V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D]^2}{(R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D + (1-\alpha)^2 \cdot R)^2} \quad (2.11)$$

La présence de la résistance interne R_0 et des résistances des composants modifie sensiblement les formes d'onde. Pour les tensions, la présence de la résistance interne fait chuter fortement la tension d'alimentation lorsque le rapport cyclique se rapproche de 1 (figure 2.9). Cependant, le rapport des tensions reste proche de sa valeur théorique tant que la tension de sortie ne s'effondre pas. L'équation (2.1) définissant le rapport des tensions peut donc être considérée comme valable tant que la tension de sortie n'a pas atteint son maximum en¹ :

$$\alpha = 1 - \sqrt{\frac{R_0 + r_L + r_k}{R}} \quad (2.12)$$

Le courant de sortie est une image de la tension de sortie et présente un extremum pour la même valeur du rapport cyclique définie par l'équation (2.12). Le courant délivré par la pile présente un maximum au voisinage de 1 (figure 2.10), pour un rapport cyclique égal à² :

¹ En négligeant v_D et v_k .

² En négligeant v_D et v_k .

$$\alpha = 1 - \frac{r_k - r_D}{2 \cdot R} \tag{2.13}$$

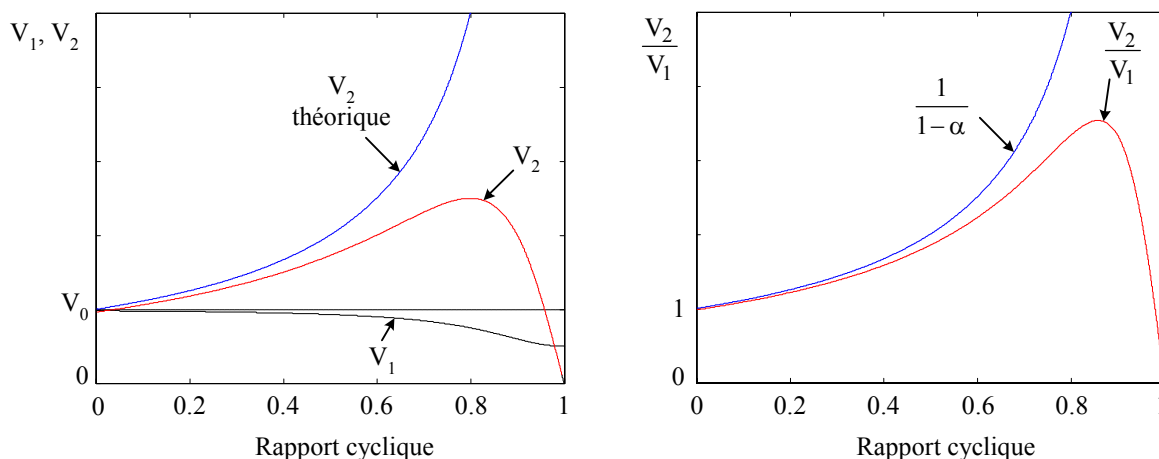


Figure 2.9. Débit sur une capacité. Tension délivrée par la pile et aux bornes de la charge (à gauche). Rapport des tensions (à droite).

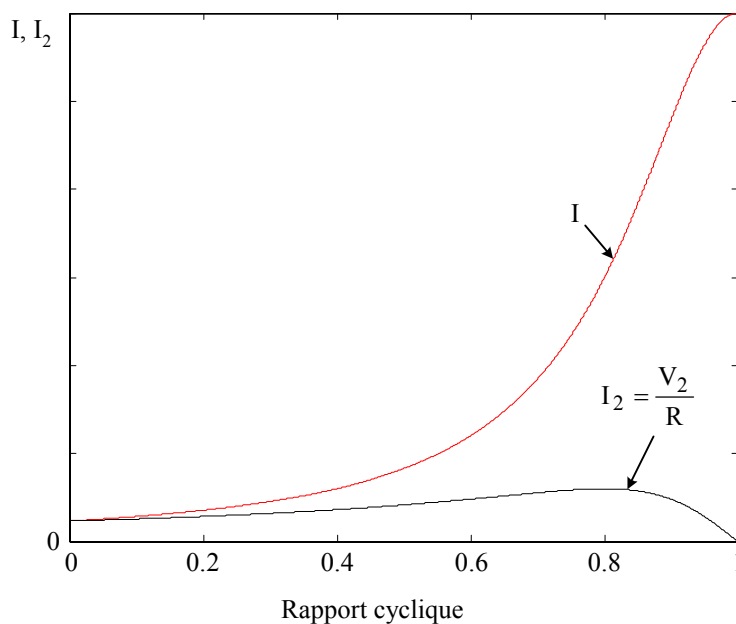


Figure 2.10. Débit sur une capacité. Courants délivré par la pile et dans la charge.

En pratique, le rapport cyclique est limité à une valeur maximale correspondant au courant nominal de la pile.

La puissance délivrée par la pile et la puissance en sortie en sortie présentent la même allure que la tension de sortie avec pour P_2 un extremum au même endroit que la tension V_2 et pour P_1 un extremum dans ce voisinage, les puissances ne différant que par les pertes dans le convertisseur (figure 2.11). On voit sur cette figure que les pertes ne deviennent significatives que pour les valeurs élevées du rapport cyclique.

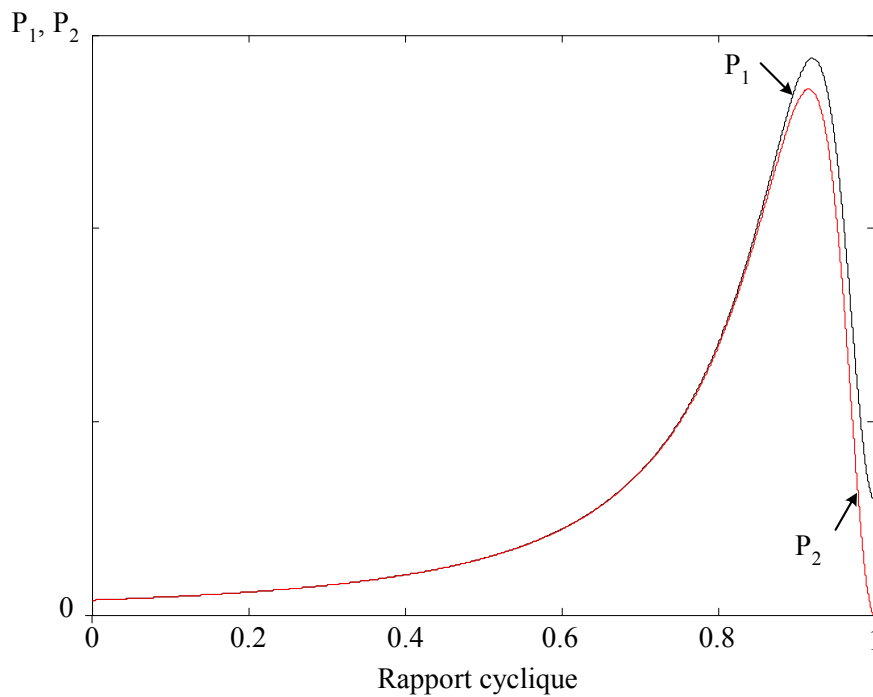


Figure 2.11. Débit sur une capacité. Puissances délivrée par la pile et dans la charge.

La figure 2.12 représente les formes d'onde du courant dans l'inductance et la tension aux bornes de la charge sur une période de découpage, obtenues à partir des solutions du système d'équations (2.4). La tension de sortie de la pile, le courant dans la capacité et le courant dans la résistance de charge sont représentés sur la figure 2.13.

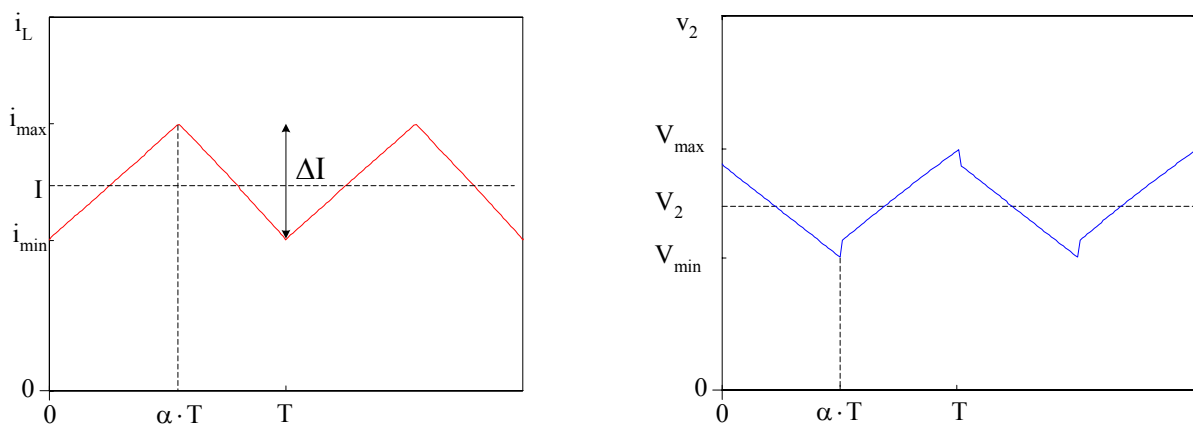


Figure 2.12. Débit sur une capacité. Courant dans l'inductance (à gauche), tension aux bornes de la charge (à droite).

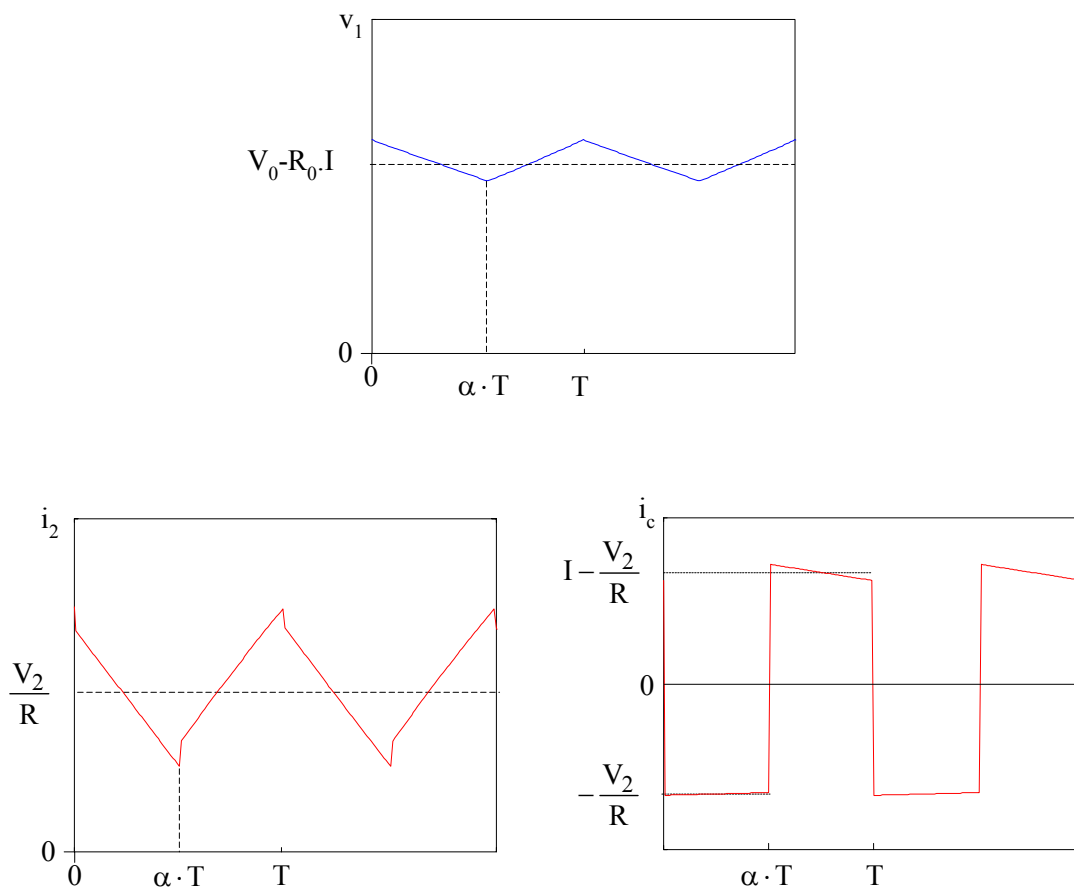


Figure 2.13. Débit sur une capacité. Tension de sortie de la pile (en haut). Courants dans la charge (en bas, à gauche) et dans la capacité (en bas, à droite).

Les résistances internes, quoique importantes en particulier pour la pile, ne modifient pas la forme triangulaire du courant dans l'inductance aux fréquences de fonctionnement du convertisseur. Cependant, la résistance interne du condensateur influence sur la tension de sortie.

2.3.1.3. Débit sur une batterie

C'est le cas lorsque l'on a une alimentation débitant sur un bus continu comportant un élément de stockage important stabilisant la tension du bus indépendamment (en première approximation) du fonctionnement de la pile (figure 2.14). Le convertisseur étant souvent réalisé indépendamment du bus sur lequel il est installé, comporte une capacité en sortie. La résistance r_2 est la résistance interne de la batterie et est plus faible que la résistance R_0 de la pile à combustible.

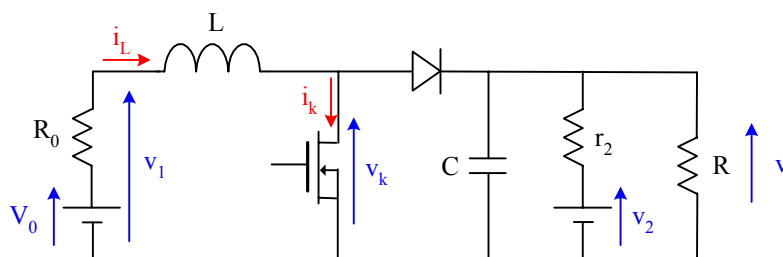


Figure 2.14. Convertisseur survolteur. Débit sur une batterie.

Le fonctionnement du convertisseur est régi par le système d'équations :

$$\begin{aligned}
 v_1 &= V_0 - R_0 \cdot i_L = r_L \cdot i_L + L \cdot \frac{di_L}{dt} + (1-\varepsilon) \cdot v + (1-\varepsilon) \cdot v_D + \varepsilon \cdot v_k + [\varepsilon \cdot r_k + (1-\varepsilon) \cdot r_D] \cdot i_L \\
 C \cdot \frac{dv_c}{dt} + \frac{v}{R} + \frac{v - V_2}{r_2} &= (1-\varepsilon) \cdot i_L
 \end{aligned}
 \tag{2.14}$$

En régime permanent on obtient :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_0 - R_0 \cdot I = r_L \cdot I + (1-\alpha) \cdot V + \alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D + [\alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot I \\
 \frac{V - V_2}{r_2} + \frac{V}{R} &= (1-\alpha) \cdot I
 \end{aligned}
 \tag{2.15}$$

Le courant moyen délivré par la pile s'exprime par :

$$I = \frac{(V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) \cdot (r_2 + R) - (1-\alpha) \cdot V_2 \cdot R}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R}
 \tag{2.16}$$

La tension moyenne de sortie de la pile est donnée par :

$$V_1 = \frac{V_0 \cdot [[r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R] + R_0 \cdot (r_2 + R) \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D] + (1-\alpha) \cdot R_0 \cdot R \cdot V_2}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R}
 \tag{2.17}$$

La tension aux bornes de la charge est donnée par :

$$V = \frac{(1-\alpha) \cdot R \cdot r_2 \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) + [R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot V_2 \cdot R}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (R + r_2) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R}
 \tag{2.18}$$

Le courant absorbé par la batterie s'exprime par :

$$I_2 = \frac{(1-\alpha) \cdot R \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) - V_2 \cdot [R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D - (1-\alpha)^2 \cdot R]}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (R + r_2) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R}
 \tag{2.19}$$

et celui absorbé par la charge :

$$I_R = \frac{(1-\alpha) \cdot r_2 \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) + [R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot V_2}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (R + r_2) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R}
 \tag{2.20}$$

Le rapport entre la tension aux bornes de la charge et la tension délivrée par la pile s'écrit :

$$\frac{V}{V_1} = \frac{(1-\alpha) \cdot R \cdot r_2 \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) + [R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot V_2 \cdot R}{V_0 \cdot [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R} \quad (2.21)$$

$$+ R_0 \cdot (r_2 + R) \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D] + (1-\alpha) \cdot R_0 \cdot R \cdot V_2$$

La puissance fournie par la pile est alors donnée par :

$$P_1 = \frac{\begin{bmatrix} (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) \cdot (r_2 + R) \\ -(1-\alpha) \cdot V_2 \cdot R \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_0 \cdot [r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) \\ + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R \\ + R_0 \cdot (r_2 + R) \cdot [\alpha \cdot v_k + (1-\alpha) \cdot v_D] \\ + (1-\alpha) \cdot R_0 \cdot R \cdot V_2 \end{bmatrix}}{\left([R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (r_2 + R) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R \right)^2} \quad (2.22)$$

et la puissance absorbée par la charge :

$$P_R = R \cdot \left(\frac{(1-\alpha) \cdot r_2 \cdot (V_0 - \alpha \cdot v_k - (1-\alpha) \cdot v_D) + [R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot V_2}{[R_0 + r_L + \alpha \cdot r_k + (1-\alpha) \cdot r_D] \cdot (R + r_2) + (1-\alpha)^2 \cdot r_2 \cdot R} \right)^2 \quad (2.23)$$

Le courant délivré par la pile devant être positif, on a une valeur minimale du rapport cyclique³ :

$$\alpha_0 = 1 - \frac{V_0 \cdot (R + r_2)}{V_2 \cdot R} \quad (2.24)$$

ensuite sur l'intervalle $[\alpha_0, 1]$ le courant moyen I est croissant (figure 2.15).

On a aussi une valeur maximale du rapport cyclique correspondant au courant que peut effectivement délivrer la pile considérée. Le courant absorbé par la batterie (figure 2.15) présente un maximum pour une valeur du rapport cyclique comprise entre α_0 et 1 et est négatif dans certains intervalles. En effet cela correspond au courant que fournit la batterie à la charge lorsque la pile à combustible ne peut fournir le courant nécessaire. De son côté, le courant qui circule dans la résistance de charge est pratiquement constant.

A la résistance interne de la batterie près, la tension moyenne aux bornes de la charge est pratiquement égale à la tension batterie (figure 2.16). De plus, le rapport des tensions est proche de sa valeur théorique.

La puissance délivrée par la pile croît jusqu'à un maximum puis décroît, la puissance absorbée par la charge restant pratiquement constante (figure 2.17).

³ En négligeant v_D et v_k .

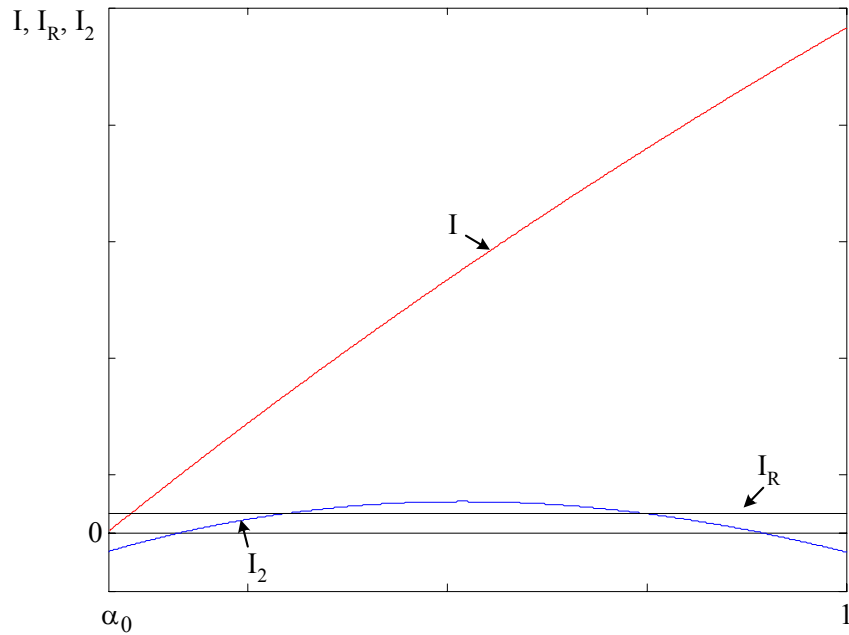


Figure 2.15. Débit sur une batterie. Courants délivré par la pile et absorbé par la batterie et la charge.

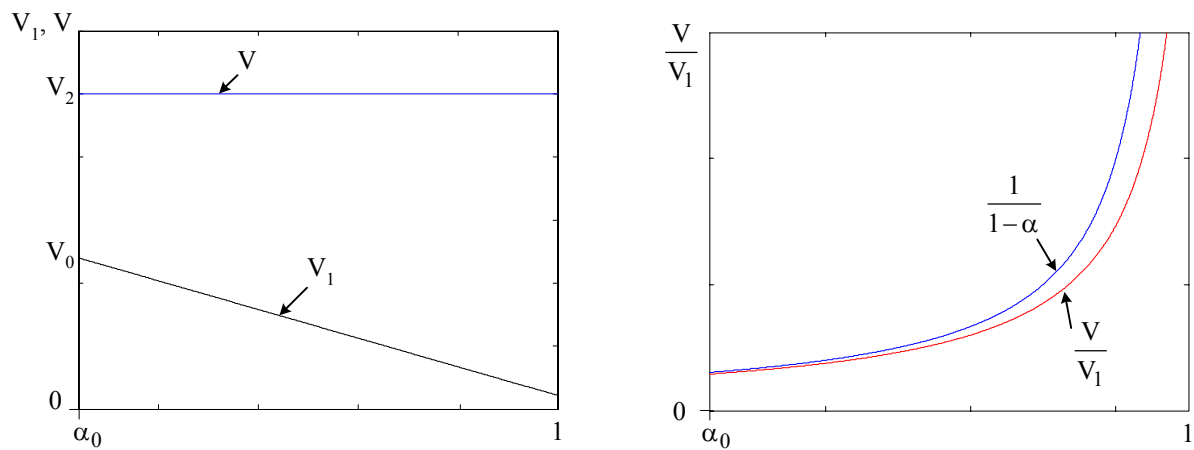


Figure 2.16. Débit sur une batterie. Tension délivrée par la pile et aux bornes de la capacité (à gauche). Rapport des tensions (à droite).

La figure 2.18 représente les formes d'onde du courant dans l'inductance et de la tension aux bornes de la capacité sur une période de fonctionnement obtenues en résolvant le système d'équations (2.14). Le courant délivré par la pile à combustible a la même forme que précédemment. La tension capacité est pratiquement constante.

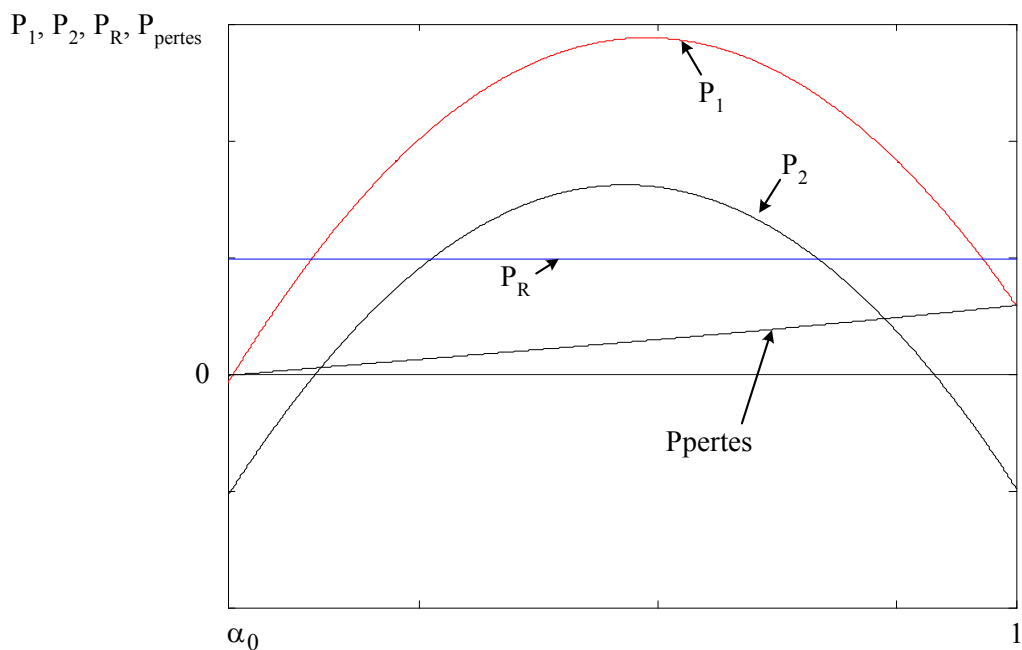


Figure 2.17. Débit sur une batterie. Puissances délivrées par la pile et par la batterie, puissance absorbée par la charge.

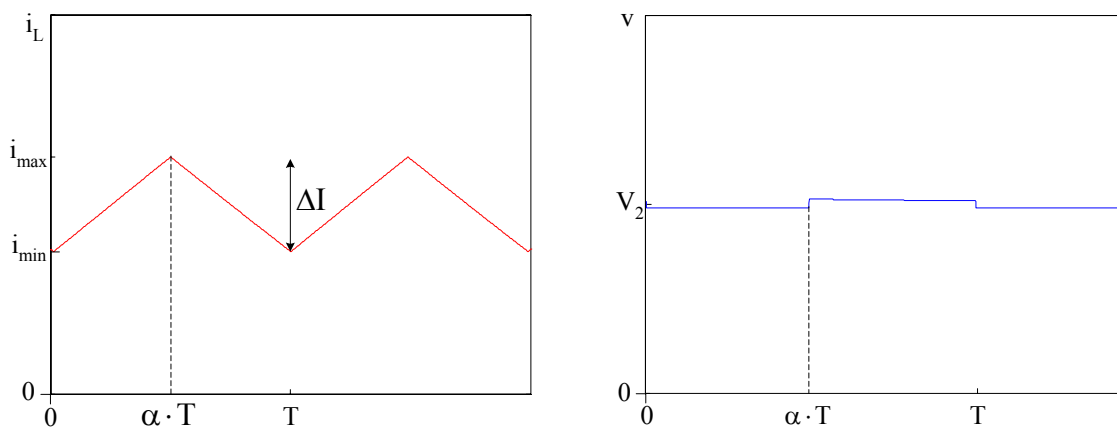


Figure 2.18. Débit sur une batterie. Courant dans l'inductance et tension aux bornes de la capacité.

La figure 2.19 présente les formes d'onde de la tension aux bornes de la pile et des courants dans la batterie et la capacité. Il s'ensuit que dans le cas d'un débit sur une batterie, on peut en première approximation négliger la capacité.

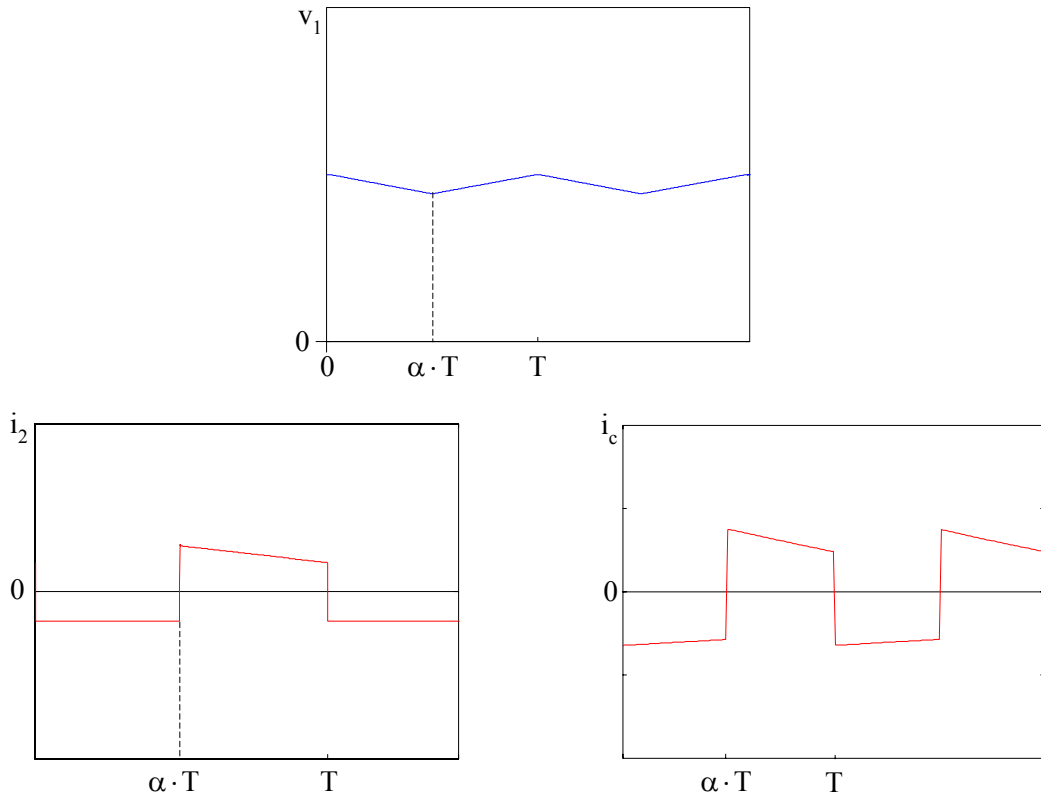


Figure 2.19. Débit sur une batterie. Tension de sortie de la pile (en haut). Courants dans la batterie (en bas, à gauche) et dans la capacité (en bas à droite).

2.3.1.4. Comparaison des deux modes de débit

Selon le cas considéré, on a deux façons d'imposer le rapport cyclique et donc le courant débité par la pile. Lors du débit sur une capacité, ce rapport cyclique est défini à partir de la tension, du courant ou de la puissance désirés en sortie à partir de l'une des trois équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 (1-\alpha)^2 - (1-\alpha) \cdot \frac{V_0}{V_2} + \frac{R_0}{R} &= 0 \\
 (1-\alpha)^2 - (1-\alpha) \cdot \frac{V_0}{R \cdot I_2} + \frac{R_0}{R} &= 0 \\
 (1-\alpha)^2 - (1-\alpha) \cdot \frac{V_0}{\sqrt{R \cdot P_2}} + \frac{R_0}{R} &= 0
 \end{aligned}
 \tag{2.25}$$

Ces équations ont deux solutions conformément aux tracés des figures 2.9 à 2.11, la solution la plus faible correspond au courant délivré par la pile le plus faible et est la solution recherchée. Le point de fonctionnement choisi, on a du côté de la pile à combustible :

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{V_0}{R_0 + R \cdot (1 - \alpha)^2} \\
 V_1(I) &= V_0 - R_0 \cdot I \\
 \Delta I &= \frac{V_1}{L} \cdot \alpha \cdot T \\
 I &= i_{\min} + \frac{\Delta I}{2} = i_{\max} + \frac{\Delta I}{2}
 \end{aligned} \tag{2.26}$$

et du côté de la charge :

$$\begin{aligned}
 V_2 &= \frac{V_1}{1 - \alpha} = V_0 - R_0 \cdot \frac{V_0}{R_0 + R \cdot (1 - \alpha)^2} \\
 I_2 &= \frac{V_2}{R} \\
 \Delta V_2 &= \frac{V_2}{R \cdot C} \cdot \alpha \cdot T \\
 V_2 &= v_{2,\min} + \frac{\Delta V_2}{2} = v_{2,\max} - \frac{\Delta V_2}{2}
 \end{aligned} \tag{2.27}$$

Lors d'un débit sur une batterie, le point de fonctionnement désiré peut être défini en fonction de la puissance délivrée par la pile ou reçue par la batterie à partir des deux équations :

$$\begin{aligned}
 P_2 &= (1 - \alpha) \cdot I \cdot V_2 \\
 V_1 &= V_0 - R_0 \cdot I = (1 - \alpha) \cdot V_2
 \end{aligned} \tag{2.28}$$

d'où l'on déduit l'équation vérifiée par le rapport cyclique :

$$(1 - \alpha)^2 - (1 - \alpha) \cdot \frac{V_0}{V_2} + \frac{R_0 \cdot P_2}{V_2^2} \tag{2.29}$$

qui présente deux solutions conformément au tracé de la figure 2.14.

Le point de fonctionnement choisi, on a :

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{V_0 - (1 - \alpha) \cdot V_2}{R_0} \\
 V_1(I) &= V_0 - R_0 \cdot I \\
 \Delta I &= \frac{V_1}{L} \cdot \alpha \cdot T \\
 I &= i_{\min} + \frac{\Delta I}{2} = i_{\max} + \frac{\Delta I}{2}
 \end{aligned} \tag{2.30}$$

On voit que l'ondulation du courant, dans les deux cas de figure, croît au fur et à mesure que le rapport cyclique α croît ce qui nécessite soit l'utilisation d'une inductance de valeur élevée pour réduire les ondulations, soit l'augmentation de la fréquence de découpage.

Ces deux solutions ne sont guère avantageuses. En effet, la première augmente le volume et la deuxième les pertes par commutation. La mise en parallèle de survolteurs permet d'améliorer la qualité du courant d'entrée. De plus, cela peut être une réponse au caractère basse tension fort courant des piles à combustible. Le principe est de partager le courant entre plusieurs survolteurs identiques montés en parallèle et de décaler les commandes des diverses structures, chaque structure élémentaire ayant le même rapport cyclique α .

2.3.2. Mise en parallèle de plusieurs survolteurs

Ce sont des structures déjà employées dans des montages à correction du facteur de puissance [19,20] et essentiellement dans des modules de régulation de tension employés dans les microprocesseurs (mise en parallèle des hacheurs dévolteurs) [21]. Néanmoins quelques exemples d'application sont apparues dans le domaine des piles à combustible stationnaires [22, 23] et embarquées [24].

Les N structures en parallèle sont représentées sur la figure 2.20 où les inductances sont indépendantes les unes des autres. Chaque convertisseur élémentaire conduit pendant une durée $\alpha \cdot T$, les commandes étant déphasées les unes par rapport aux autres de $\frac{T}{N}$. Si l'on suppose que l'interrupteur commandé de la cellule 1 s'amorce à l'instant initial, on a comme instant d'amorçage pour la cellule i :

$$t_i = (i - 1) \cdot \frac{T}{N} \quad (2.31)$$

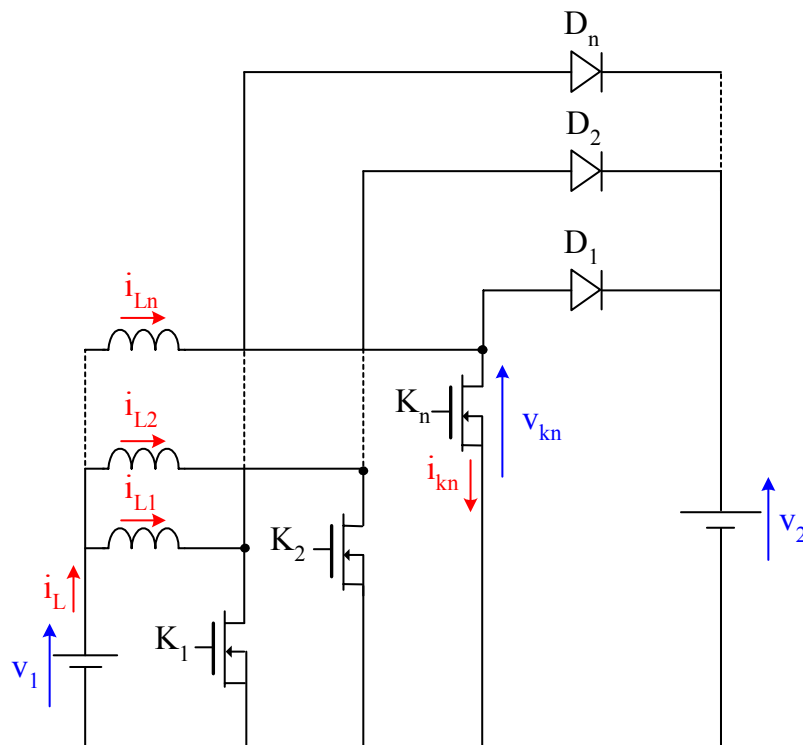


Figure 2.20. Mise en parallèle de N survolteurs.

Le rapport cyclique α est indépendant du nombre de structures. En effet, si l'on veut comparer N structures se partageant le courant i_L délivré par la pile à combustible, la tension V_1 est fixée. Comme V_2 est identique quel que soit le nombre de convertisseurs, on doit toujours avoir le même rapport cyclique.

Chaque convertisseur absorbe un courant :

$$I_{Li} = \frac{I_L}{N} \quad (2.32)$$

et si l'on veut que l'ondulation relative du courant soit la même dans chaque convertisseur, quel que soit leur nombre, il faut que l'inductance soit proportionnelle au nombre de convertisseurs :

$$L_i = L_1 \cdot N \quad (2.33)$$

L_1 étant l'inductance d'un survolteur qui aurait la même énergie emmagasinée que l'ensemble des N structures. On peut alors remarquer que l'énergie stockée dans les inductances est indépendante du nombre de structures :

$$E = N \cdot \frac{1}{2} \cdot L_i \cdot I_i^2 = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I_L^2 \quad (2.34)$$

Dans la $i^{\text{ème}}$ structure, le courant à la forme représentée sur la figure 2.21.

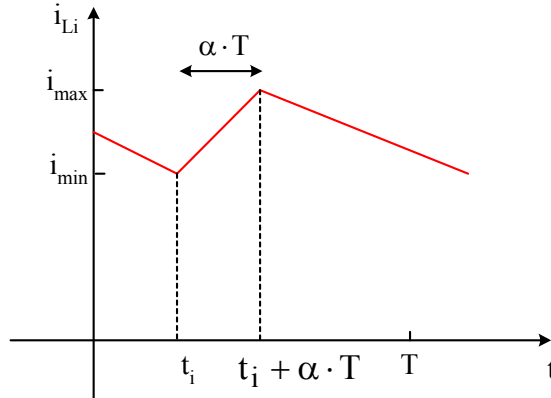


Figure 2.21. Mise en parallèle de N structures. Forme du courant absorbé par la $i^{\text{ème}}$ structure.

Le courant i_L total débité par la pile à combustible est de période $\frac{T}{N}$. Pour obtenir sa forme, il s'agit de déterminer l'état des N interrupteurs K_n sur l'intervalle $\left[0, \frac{T}{N}\right]$. On a représenté sur la figure 2.22 l'état de conduction des interrupteurs des N structures. Deux cas de figure se présentent selon le rapport cyclique. On peut remarquer que si le rapport cyclique est inférieur à $\frac{1}{N}$, aucun interrupteur ne change d'état sur l'intervalle $\left[0, \frac{T}{N}\right]$ et alors seul l'interrupteur K_1 conduit. Par contre, lorsque le rapport cyclique augmente, on a, d'une part

toujours un interrupteur changeant d'état sur cet intervalle et d'autre part plus ou moins d'interrupteurs conduisant sur cet intervalle.

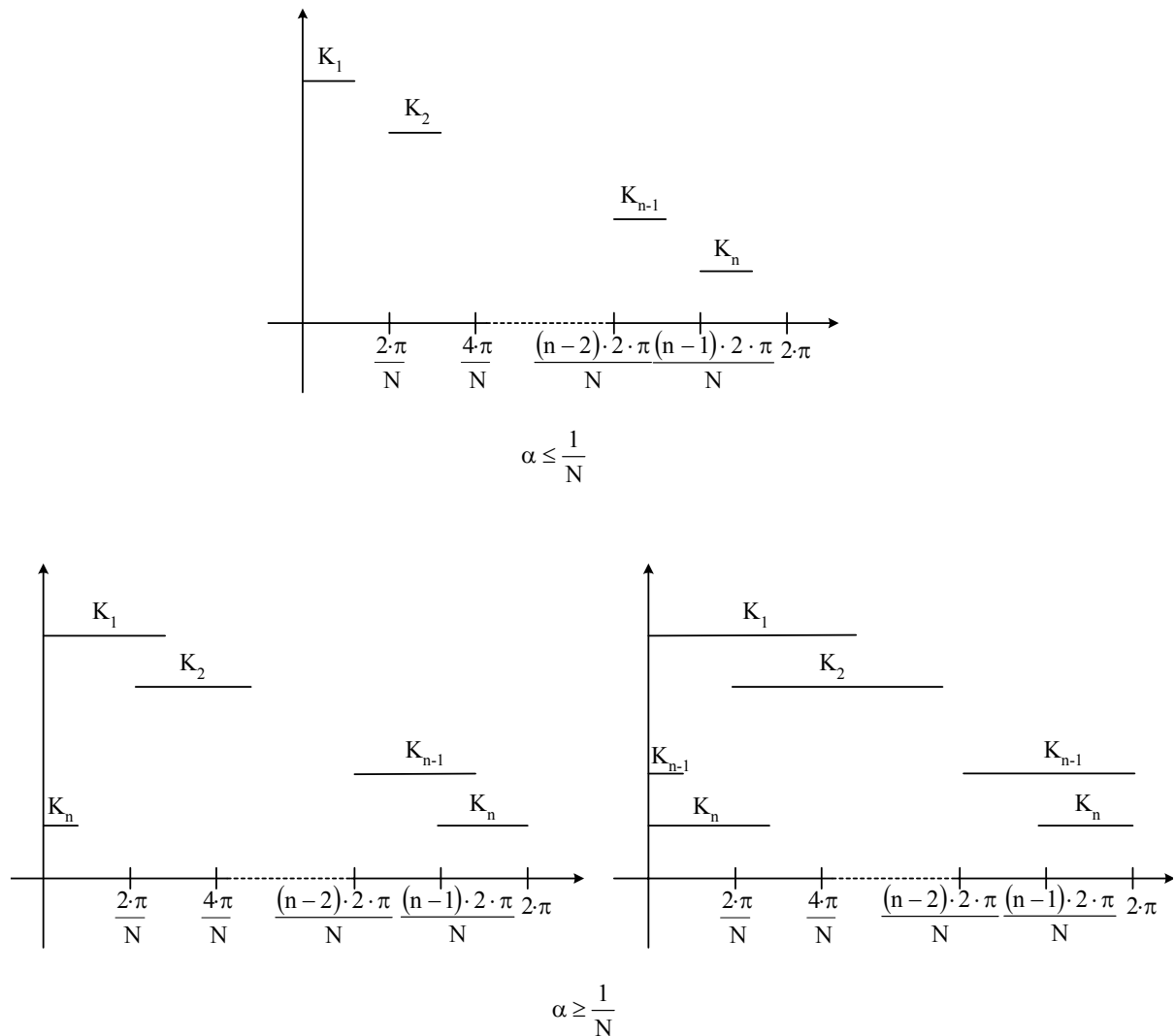


Figure 2.22. Mise en parallèle de N structures. Etat de conduction des interrupteurs.

On peut voir sur la figure 2.22 que c'est la position de α par rapport aux multiples de $\frac{1}{N}$ qui indique quel interrupteur change d'état sur l'intervalle d'étude. Si le rapport cyclique est tel que :

$$\frac{k-1}{N} \leq \alpha < \frac{k}{N} \quad (2.35)$$

où $k \in \{1, N\}$, alors le dernier interrupteur K_n dont le blocage est inférieur à T est tel que :

$$\frac{n-1}{N} \cdot T + \alpha \cdot T \leq T \quad (2.36)$$

soit :

$$\frac{n-1+k}{N} \leq 1 \quad (2.37)$$

c'est donc l'interrupteur $N+1-k$ qui change d'état.

On a donc, compte tenu de la relation 2.35, sur l'intervalle d'étude, les interrupteurs commandés 2 à $N+1-k$ qui sont bloqués, les cellules correspondantes absorbant un courant :

$$i_{b,n} = i_{b,n}(0) + \frac{V_1 - V_2}{L_N} \cdot t = i_{b,n}(0) + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot t \quad (2.38)$$

Ces interrupteurs s'amorçant en $(n-1) \cdot \frac{T}{N}$, on en déduit :

$$i_{b,n}(t) = i_{\min,N} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot \left[t - (n-1) \cdot \frac{T}{N} \right] \quad (2.39)$$

Sur l'intervalle $\left[0, (\alpha \cdot N + 1 - k) \cdot \frac{T}{N} \right]$, l'interrupteur $N+2-k$ conduit. Les interrupteurs 1 et $N+2-k$ à N , ou $N+2-k$ à $N+1$ (modulo N) sont donc passants, leur cellule absorbant un courant :

$$i_{p,n}(t) = i_{\min,N} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \left[t + (N - n + 1) \cdot \frac{T}{N} \right] \quad (2.40)$$

d'où l'on déduit pour le courant i_L sur cet intervalle :

$$i_{L1,N} = \sum_{n=2}^{N+1-k} i_{b,n} + \sum_{n=N+2-k}^{N+1} i_{p,n} \quad (2.41)$$

soit :

$$i_{L1}(t) = N \cdot i_{\min,N} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{k - N \cdot \alpha}{1-\alpha} \cdot t + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{T}{N} \cdot \frac{(k-1) \cdot (k-2 \cdot N \cdot \alpha) + N \cdot \alpha \cdot (N-1)}{2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.42)$$

Sur cet intervalle, le courant est croissant car α est inférieur à $\frac{k}{N}$. Il est minimum au début de l'intervalle :

$$i_{L,\min} = N \cdot i_{\min,N} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{T}{N} \cdot \frac{(k-1) \cdot (k-2 \cdot N \cdot \alpha) + N \cdot \alpha \cdot (N-1)}{2 \cdot (1-\alpha)} \quad (2.43)$$

et est maximum à la fin :

$$i_{L,\max} = i_{L,\min} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{T}{N} \cdot \frac{(k - N \cdot \alpha) \cdot (N \cdot \alpha + 1 - k)}{1-\alpha} \quad (2.44)$$

Sur l'intervalle $\left[(\alpha \cdot N + 1 - k) \cdot \frac{T}{N}, \frac{n-1}{N} \cdot T \right]$, l'interrupteur $N+2-k$ est bloqué et l'on a pour le courant i_L l'expression :

$$i_{L2,N} = \sum_{n=2}^{N+2-k} i_{b,n} + \sum_{n=N+3-k}^{N+1} i_{p,n} \quad (2.45)$$

soit :

$$i_{L2}(t) = N \cdot i_{\min,N} + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{k - N \cdot \alpha - 1}{1 - \alpha} \cdot t + \frac{V_1}{L_N} \cdot \frac{T}{N} \cdot \frac{(k-1) \cdot (k - 2 \cdot N \cdot \alpha - 2) + N \cdot \alpha \cdot (N+1)}{2 \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.46)$$

Sur cet intervalle, le courant est décroissant car α est supérieur à $\frac{k-1}{N}$.

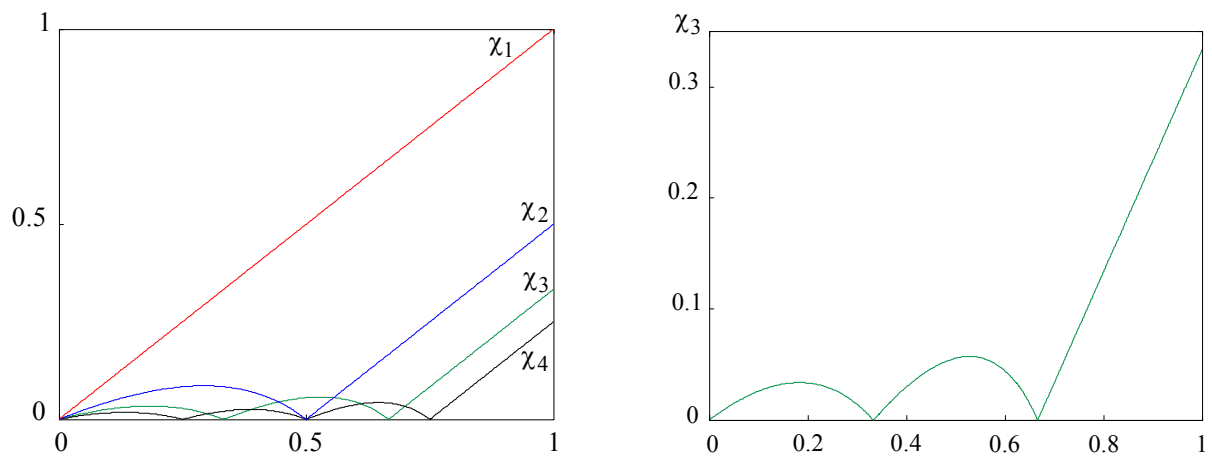
L'ondulation du courant débité par la pile est déduite de l'équation 2.44 et vaut :

$$\Delta I = \frac{V_1}{L_1 \cdot N} \cdot \alpha \cdot T \cdot \chi_N \quad (2.47)$$

où :

$$\chi_N = \frac{(k - N \cdot \alpha) \cdot (N \cdot \alpha + 1 - k)}{N \cdot \alpha \cdot (1 - \alpha)} \quad (2.48)$$

On a représenté ce terme sur la figure 2.23, soulignant ainsi l'intérêt d'une mise en parallèle de structures élémentaires décalées. Pour une structure, l'ondulation croît linéairement avec le rapport cyclique. Au delà d'une structure, le terme χ_N s'annule pour les multiples de $\frac{1}{N}$ où le terme $(k - N \cdot \alpha)$ est nul.



Lorsque le rapport cyclique tend vers 1, ce terme tend vers $\frac{1}{N}$. L'ondulation est donc fortement réduite, au moins dans un facteur N sachant qu'elle peut tout à fait être nulle.

On peut présenter l'amélioration obtenue en considérant l'ondulation par rapport à l'ondulation créée par un convertisseur :

$$\frac{\Delta i}{\Delta i_{\text{ind}}} = 100 \cdot \frac{\chi_N}{N} \% \quad (2.49)$$

où Δi_{ind} représente l'ondulation du courant d'un seul convertisseur et Δi , l'ondulation du courant lorsque N convertisseurs sont montés en parallèle. La figure 2.24 présente cette amélioration pour les premières valeurs de N.

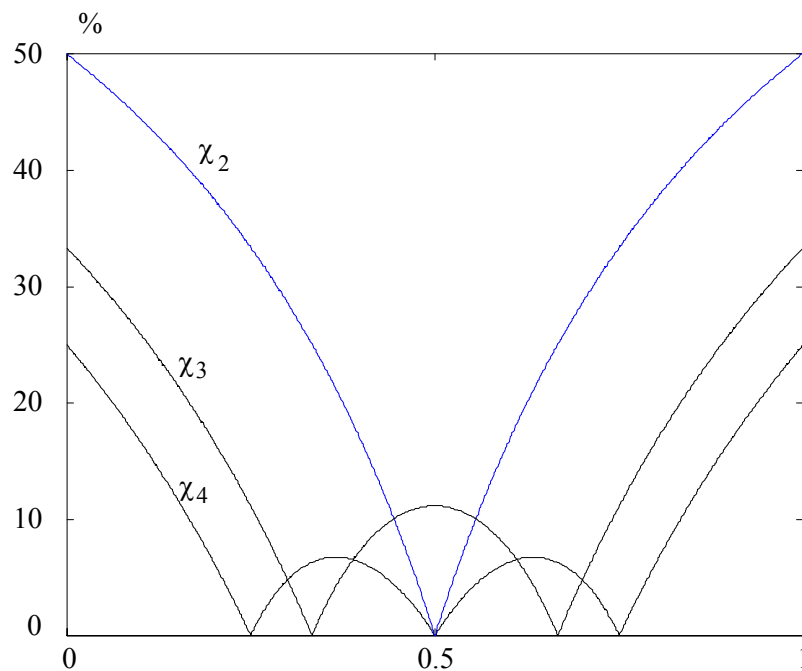


Figure 2.24. Taux de réduction de l'ondulation du courant.

Les formes d'onde représentées sur les figures 2.25 et 2.26 confirment ces résultats et montrent que l'on réduit fortement l'ondulation du courant et même, que l'on peut la supprimer en mettant des structures en parallèle. Pour le rapport cyclique de 0,16 choisi pour la figure 2.25, l'ondulation du courant est divisée par un rapport de 4,8 lorsque l'on passe d'une cellule à 3 cellules. Pour la figure 2.26, le choix d'un rapport cyclique de $\frac{1}{3}$ annule l'ondulation de courant.

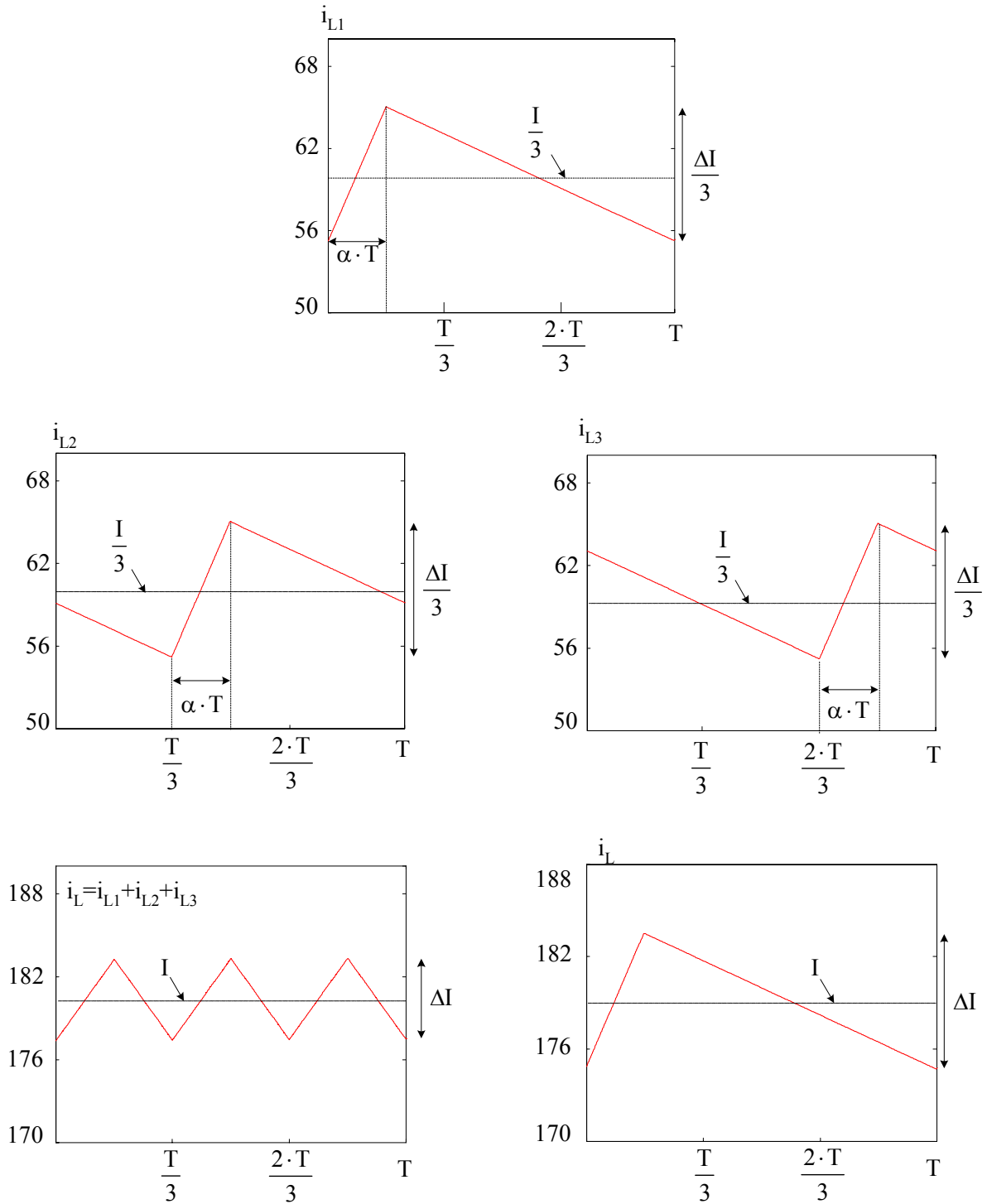


Figure 2.25. Mise en parallèle de trois convertisseurs ($\alpha = 0,16$). Courants dans les trois convertisseurs mis en parallèle (en haut). Courant résultant dans la pile (en bas, à gauche). Courant dans la pile pour un seul convertisseur (en bas à droite).

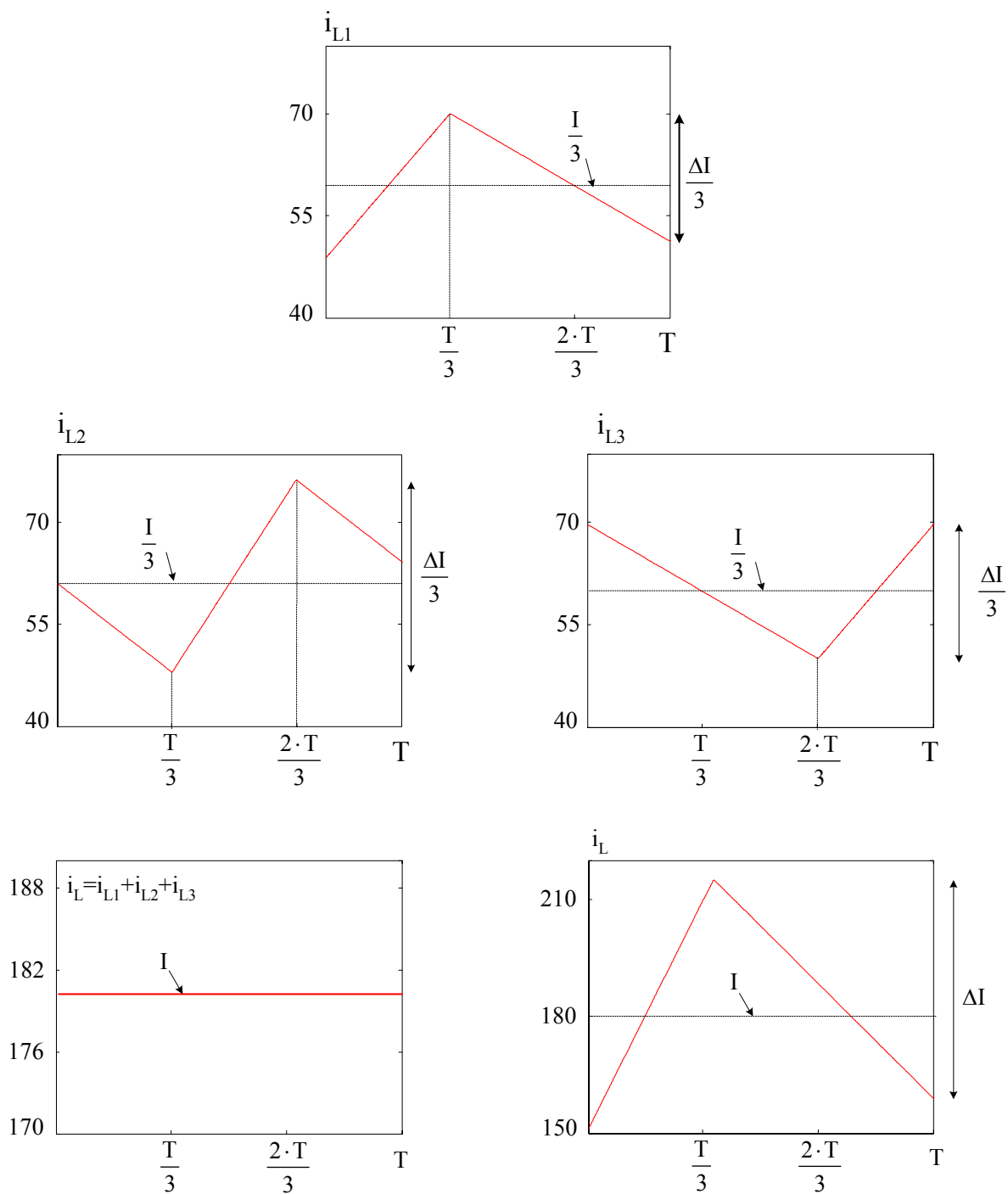


Figure 2.26. Mise en parallèle de trois convertisseurs ($\alpha = \frac{1}{3}$). Courants dans les trois convertisseurs mis en parallèle (en haut). Courant résultant dans la pile (en bas, à gauche). Courant dans la pile pour un seul convertisseur (en bas à droite).

2.3.3. Réalisation des inductances sur un même circuit magnétique

Dans ce qui suit, on analyse l'exemple de N cellules montées en parallèle utilisant des inductances réalisées sur un même circuit magnétique [25, 26].

On considère, pour l'étude, le cas de N inductances montées en parallèle (figure 2.27). Le circuit magnétique est constitué d'une colonne centrale et de N colonnes externes correspondants au nombre de convertisseurs montés en parallèle et où sont réalisés les bobinages de chaque inductance. On peut utiliser des bobinages de même sens ou en bobiner une partie dans un sens et l'autre partie dans l'autre sens.

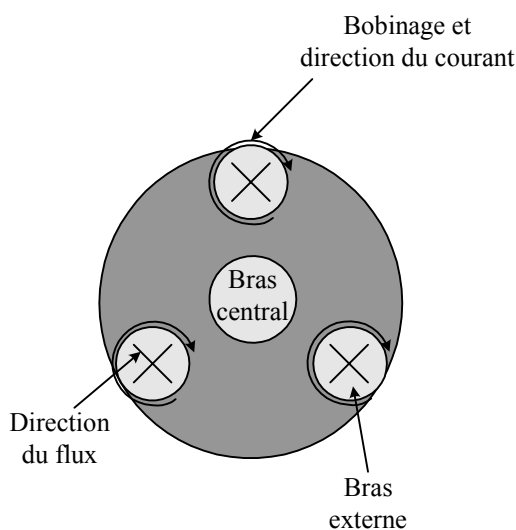


Figure 2.27. Cas de trois inductances réalisées sur un même circuit magnétique.

Le flux dans le bobinage j s'écrit, en négligeant les résistances des enroulements :

$$\frac{d\phi_{L,j}}{dt} = v_1 - (1 - \varepsilon_j) \cdot v_2 \quad (2.50)$$

ε_j étant la fonction associée à la commande de chaque convertisseur.

Les flux obéissent à des équations similaires aux équations 2.38 à 2.47 vérifiées par les courants lorsque les circuits magnétiques des inductances sont indépendants.

Dans le cas où les inductances sont bobinées de façon identique, on déduit en particulier l'expression de l'ondulation dans la colonne centrale :

$$\Delta\phi_c = V_1 \cdot \alpha \cdot T \cdot \chi_N \quad (2.51)$$

La relation qui lie le flux circulant dans le circuit magnétique et les courants dans chaque bobinage peut être déterminée en considérant le circuit magnétique équivalent le plus simple représenté sur la figure 2.28. R_L et R_c sont respectivement les réluctances des colonnes externes et de la colonne centrale.

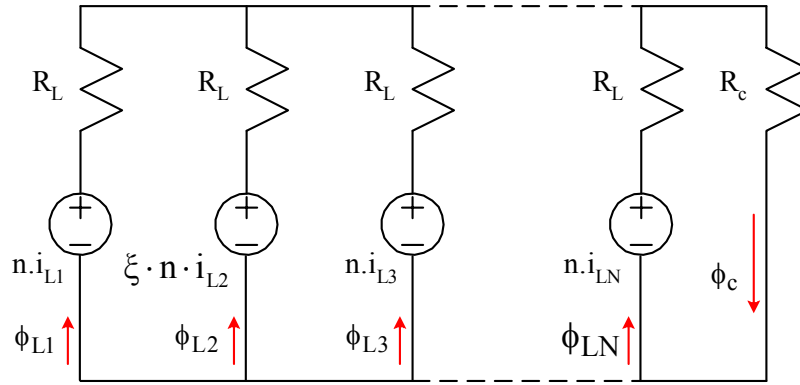


Figure 2.28. Circuit magnétique équivalent des N colonnes externes et de la colonne centrale.

Pour simplifier le problème, on ne s'intéresse ici qu'à des tendances en supposant les circuits magnétiques parfaitement symétriques. On suppose que toutes les colonnes externes et les parties latérales ont la même longueur l_0 , y compris la colonne du centre. Les colonnes externes ont une surface égale à s_0 et ont une perméabilité μ en supposant que l'entrefer est réparti.

Les forces magnétomotrices peuvent être toutes positives si les bobinages sont de même sens ou alternativement positives et négatives dans le cas de bobinages inversés. C'est le terme ξ , en prenant une valeur égale à 1 ou à -1 , qui pour les colonnes paires, caractérise le sens de bobinage. Même dans le cas de bobinage inversé, on peut envisager un nombre impair de colonnes.

Le sens des tensions aux bornes d'un bobinage et du courant le traversant et le sens des flux dans les colonnes étant, par convention, toujours le même, un bobinage de sens contraire inverse la relation entre le flux. On a donc :

$$v_j = \xi_j \cdot \frac{d\phi_{Lj}}{dt} \quad (2.52)$$

On a donc de façon générale, au niveau de la colonne j :

$$\xi \cdot n \cdot i_{Lj} = R_L \cdot \phi_{Lj} + R_c \cdot \sum_{j=1}^N \phi_{Lj} \quad (2.53)$$

où i_{Lj} représente le courant qui traverse l'inductance de la $j^{\text{ème}}$ structure, n étant le nombre de tour du bobinage. Ces courants sont couplés à travers les réluctances du circuit, une conséquence de l'intégration des bobines sur un seul circuit magnétique.

Si l'on considère le cas où les inductances sont bobinées de façon identique, le terme ξ est égal à 1. En sommant les courants des N colonnes externes, donnés par l'équation 2.53, on obtient le courant total fourni par la pile :

$$i_L = \frac{(R_L + N \cdot R_c)}{n} \cdot \sum_{j=1}^N \phi_{Lj} = \frac{(R_L + N \cdot R_c)}{n} \cdot \phi_c \quad (2.54)$$

ou :

$$L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} = \frac{d\phi_c}{dt} \quad (2.55)$$

avec :

$$L_1 = \frac{n^2}{(R_L + N \cdot R_c)} \quad (2.56)$$

soit :

$$L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} = V \quad (2.57)$$

où V est la somme des tensions appliquées aux bornes des différents enroulements et s'exprime par :

$$\begin{aligned} V &= \sum_{i=1}^N v_k = N \cdot (V_1 - V_2) + V_2 \cdot \sum_{j=1}^N \varepsilon_j \\ &\quad - N \cdot \alpha + \sum_{j=1}^N \varepsilon_j \\ &= V_1 \cdot \frac{-N \cdot \alpha + \sum_{j=1}^N \varepsilon_j}{1 - \alpha} \end{aligned} \quad (2.58)$$

L'ondulation du courant débité par la pile s'exprime alors par :

$$\Delta i_L = \frac{V_1}{L_1} \cdot \alpha \cdot T \cdot \chi_N \quad (2.59)$$

Par rapport au cas où les inductances sont indépendantes, la valeur de l'ondulation du courant débité par la pile va fortement dépendre de la réluctance R_c de la colonne centrale.

Si l'on utilise le même matériau pour la colonne centrale, l'inductance L_1 a une valeur voisine de L_{ind} (inductances indépendantes). En effet, on a divisé par deux la longueur d'une colonne élémentaire (il n'y pas de circuit de retour), R_L est donc de l'ordre de la moitié de R_{ind} ($R_{ind} = \frac{2 \cdot l_0}{\mu \cdot S_0}$). De plus, la colonne du centre ayant une surface multipliée par N afin de

laisser passer N fois le flux élémentaire, le terme $N \cdot R_c$ est de l'ordre de R_L . On n'a donc pratiquement pas modifié la valeur de l'ondulation du courant débité par la pile.

Si l'on veut diminuer R_c sans changer les dimensions de cette colonne, il faut augmenter sa perméabilité. Si cette perméabilité est grande devant la perméabilité μ des colonnes externes, et si le terme $N \cdot R_c$ est négligeable devant R_L , on a une inductance L_1 qui est double de L_{ind} , l'ondulation du courant délivré par la pile décroît de moitié.

Par contre, si l'on diminue la perméabilité de la colonne centrale ou s'il y a à la place de cette colonne une « colonne d'air » dont la réluctance est élevée par rapport à R_L , on obtient une diminution de l'inductance L_1 conduisant à une augmentation de l'ondulation du courant débité par la pile.

Le courant dans la colonne j est déduit des équations (2.53) et (2.55) :

$$\frac{n^2}{R_L} \cdot \frac{di_{Lj}}{dt} = \frac{d\varphi_j}{dt} + \frac{R_c}{R_L} \cdot L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.60)$$

soit :

$$L_{1,j} \cdot \frac{di_{Lj}}{dt} = V_1 \cdot \frac{\varepsilon_k - \alpha}{1 - \alpha} + \frac{R_c}{R_L} \cdot L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.61)$$

avec :

$$L_{1,j} = \frac{n^2}{R_L} \quad (2.62)$$

Par rapport au cas précédent, l'existence de la colonne centrale divise pratiquement par deux la valeur de la réductance R_L et double ainsi l'inductance $L_{1,j}$ par rapport à L_{ind} .

L'ondulation du courant dans chaque cellule s'écrit :

$$\Delta i_{Lj} = \frac{V_1}{L_{1j}} \cdot \alpha \cdot T + \frac{R_c}{R_L} \cdot \frac{L_1}{L_{1j}} \cdot \Delta i_L = \frac{V_1}{L_{1j}} \cdot \alpha \cdot T \cdot \left(1 + \frac{R_c}{R_L} \cdot \chi_N \right) \quad (2.63)$$

Comme on a intérêt à diminuer R_c afin de réduire l'ondulation du courant délivré par la pile, le terme correspondant à l'ondulation de i_L est faible et l'ondulation des courants des cellules est pratiquement divisée par 2 de par l'augmentation de la valeur de L_{1j} .

La figure 2.29 donne les formes d'ondes obtenues lorsque l'on utilise une colonne centrale de même matériau que les colonnes externes et lorsque la réductance de celle-ci est plus faible. Ces formes d'onde sont de plus comparées avec celles obtenues lorsque les inductances sont indépendantes.

L'utilisation du même matériau pour la colonne centrale ne modifie pas l'ondulation du courant débité par la pile mais diminue dans un rapport un peu inférieur à 2 (le terme $\frac{R_c}{R_L} \cdot \chi_N$ augmente légèrement l'ondulation du courant) l'ondulation de courant dans les cellules élémentaires. L'augmentation de la perméabilité de la colonne de retour augmente la valeur de l'inductance qui définit l'ondulation du courant délivré par la pile qui peut à la limite être divisée par 2 comme l'ondulation des courants dans les cellules élémentaires.

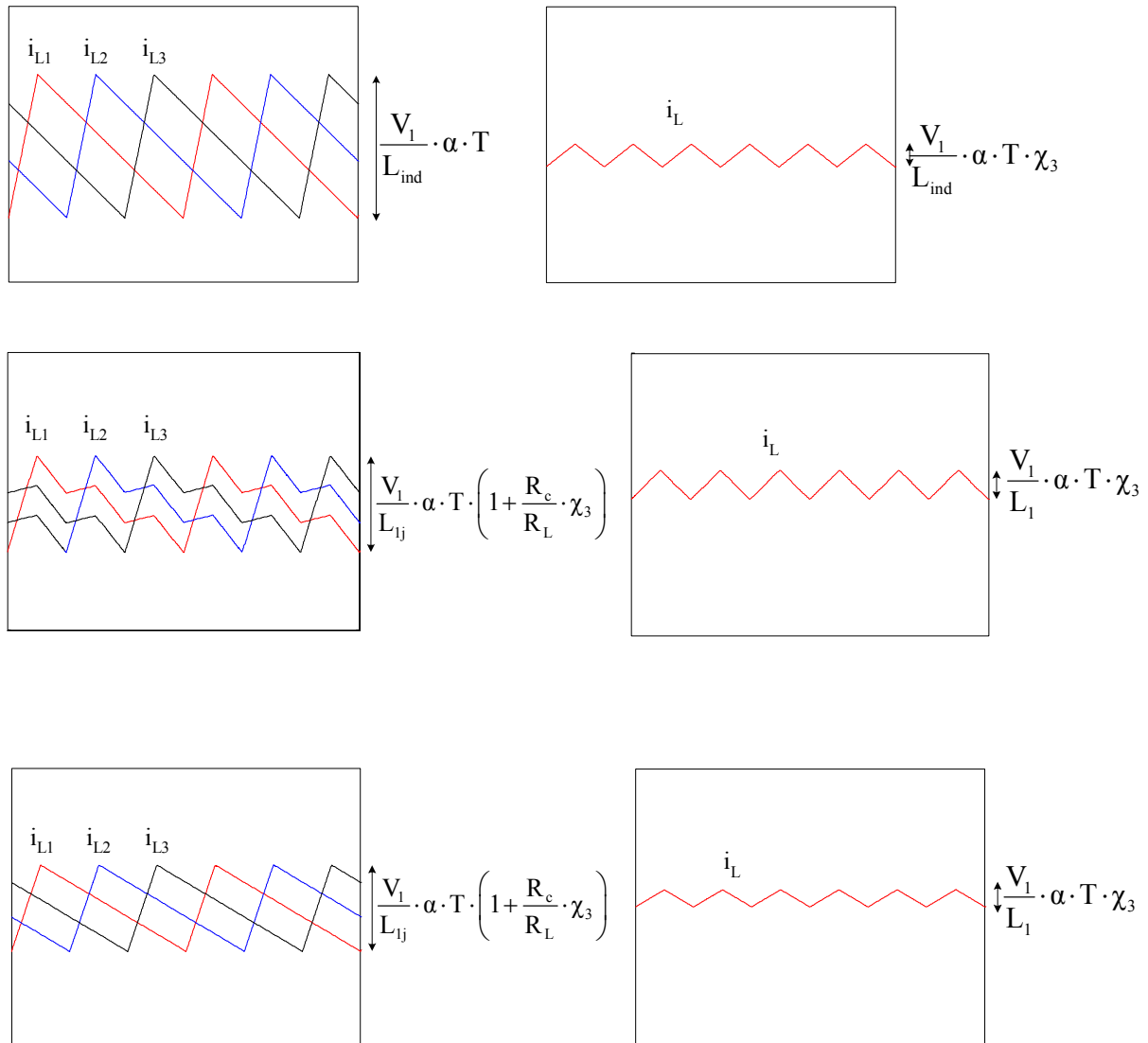


Figure 2.29. Courant dans les cellules élémentaires (à gauche) et débité par la pile (à droite). Inductances indépendantes (en haut). Inductances couplées, colonne centrale de même matériau que les autres colonnes (au milieu) et colonne centrale de perméabilité plus élevée (en bas).

On peut aussi effectuer le calcul des courants en utilisant les inductances et mutuelles associées aux différents bobinages.

Si l'on considère que seul le bobinage de la colonne j est alimenté, on a pour la colonne j :

$$n \cdot i_{Lj} = R_L \cdot \phi_{Lj} + R_c \cdot \phi_c \quad (2.64)$$

et pour la colonne j' ($j' \neq j$) :

$$0 = R_L \cdot \phi_{Lj'} + R_c \cdot \phi_c \quad (2.65)$$

d'où :

$$\phi_{L_j'} = -\frac{R_c}{R_L} \cdot \phi_c \quad (2.66)$$

A partir de cette dernière relation, on obtient :

$$\phi_c = \phi_{L_j} + \sum_{j' \neq j} \phi_{L_j'} = \phi_{L_j} - (N-1) \cdot \frac{R_c}{R_L} \cdot \phi_c \quad (2.67)$$

soit :

$$\phi_{L_j} = \frac{R_L + (N-1) \cdot R_c}{R_L} \cdot \phi_c \quad (2.68)$$

Avec l'équation (2.64) on obtient :

$$n \cdot i_{L_j} = (R_L + N \cdot R_c) \cdot \phi_c = \frac{R_L \cdot (R_L + N \cdot R_c)}{R_L + (N-1) \cdot R_c} \cdot \phi_{L_j} \quad (2.69)$$

Ce qui définit l'inductance propre du bobinage d'une colonne :

$$l_1 = n^2 \cdot \frac{R_L + (N-1) \cdot R_c}{R_L \cdot (R_L + N \cdot R_c)} \quad (2.70)$$

L'équation (2.66) donne :

$$\phi_{L_j'} = -\frac{R_c}{R_L \cdot (R_L + N \cdot R_c)} \cdot n \cdot i_{L_j} \quad (2.71)$$

soit pour la mutuelle entre enroulements :

$$m_1 = -n^2 \cdot \frac{R_c}{R_L \cdot (R_L + N \cdot R_c)} \quad (2.72)$$

La mise en équation du système complet lorsque les N bobinages sont alimentés peut donc se mettre, pour la colonne j, sous forme :

$$v_j = l_1 \cdot \frac{di_{L_j}}{dt} + m_1 \cdot \sum_{\substack{j'=1 \\ j' \neq j}}^N \frac{di_{L_j'}}{dt} \quad (2.73)$$

Ce système ne peut être directement résolu, la matrice inductance étant singulière. Par contre, en effectuant la somme des N équations, on obtient :

$$V = [l_1 + (N-1) \cdot m_1] \cdot \frac{di_L}{dt} = \frac{n^2}{(R_L + N \cdot R_c)} \cdot \frac{di_L}{dt} = L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.74)$$

ce qui correspond à l'équation (2.57) établie précédemment.

Pour la colonne j , on obtient pour le courant :

$$v_j = (1 - m_1) \cdot \frac{di_{Lj}}{dt} + m_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.75)$$

soit :

$$L_{1j} \cdot \frac{di_{Lj}}{dt} = v_j + \frac{R_c}{R_L} \cdot L_1 \cdot \frac{di_L}{dt} \quad (2.76)$$

où l'on retrouve l'équation (2.61).

2.3.4. Etude de structures isolées

On s'intéresse maintenant à des structures comportant un transformateur afin d'augmenter la tension de sortie du système.

Les deux structures considérées sont directement issues des montages présentés sur la figure 2.4

2.3.4.1. Structure push-pull

La figure 2.30 présente la structure du convertisseur push-pull.

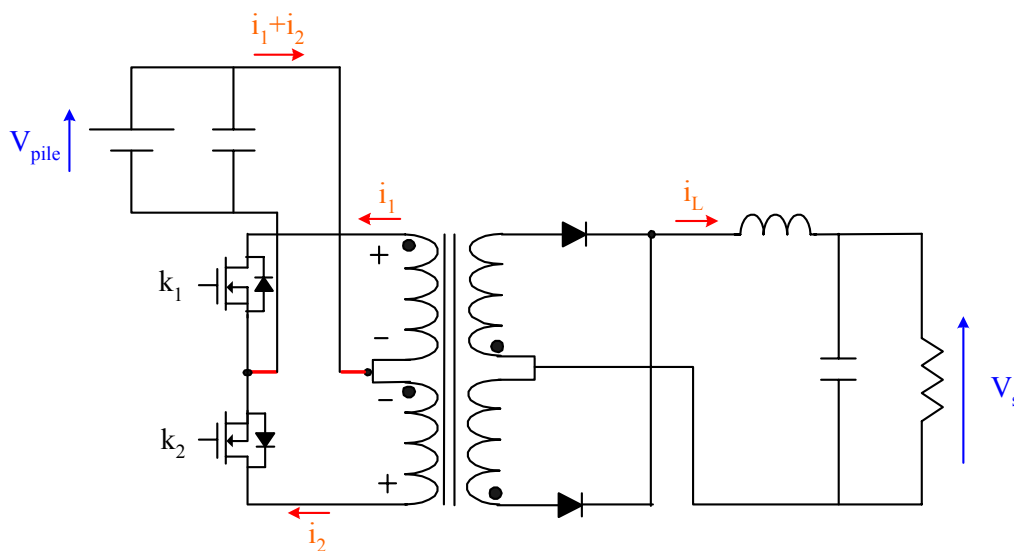


Figure 2.30. Structure isolée. Convertisseur push-pull.

Les deux semi-conducteurs conduisent alternativement avec un temps mort servant au réglage de la tension de sortie. Pour l'application pile à combustible, il est nécessaire de placer une capacité à l'entrée du convertisseur, la pile à combustible fournissant alors le courant moyen. Dans cette structure, chaque semi-conducteur doit supporter une tension $2 \cdot V_{pile}$. En effet, lorsque l'un des deux semi-conducteurs conduit, la tension aux bornes du demi-primaire correspondant est égale à V_{pile} , l'autre demi-primaire voit également une tension égale à V_{pile} , soit $2 \cdot V_{pile}$ aux bornes du semi-conducteur bloqué.

La figure 2.31 représente les formes d'onde caractéristiques de ce type de montage.

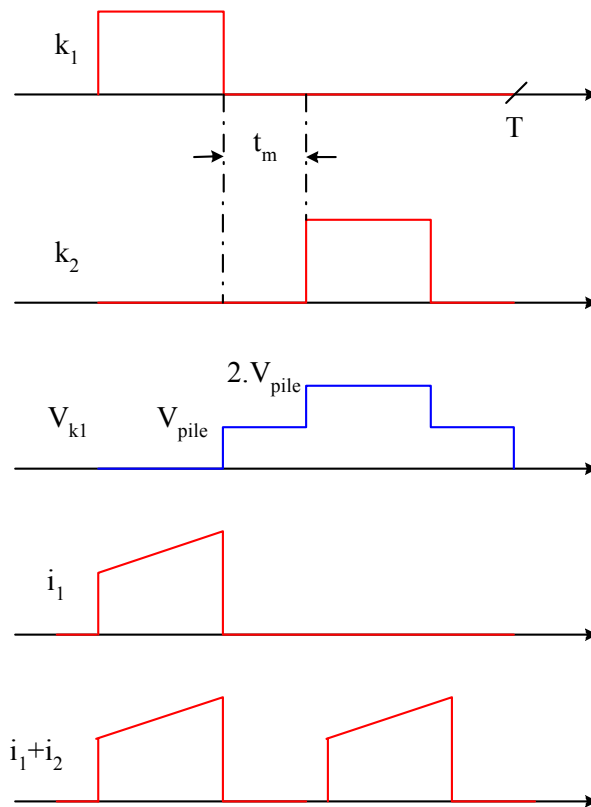


Figure 2.31. Formes d'onde caractéristique du push-pull.

2.3.4.2. Structure en pont complet

La figure 2.32 représente la structure générale en pont où le transformateur est représenté par son inductance de fuite.

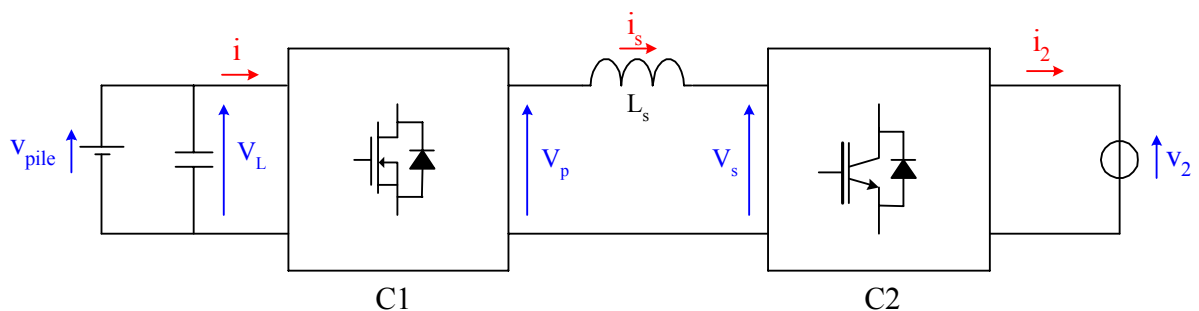


Figure 2.32. Structure isolée. Convertisseur en pont complet.

Les convertisseurs C1 et C2 sont contrôlés de manière à avoir deux tensions de forme carré déphasées l'une de l'autre d'un angle α (figure 2.33). La forme du courant qui traverse l'inductance est représentée sur cette même figure.

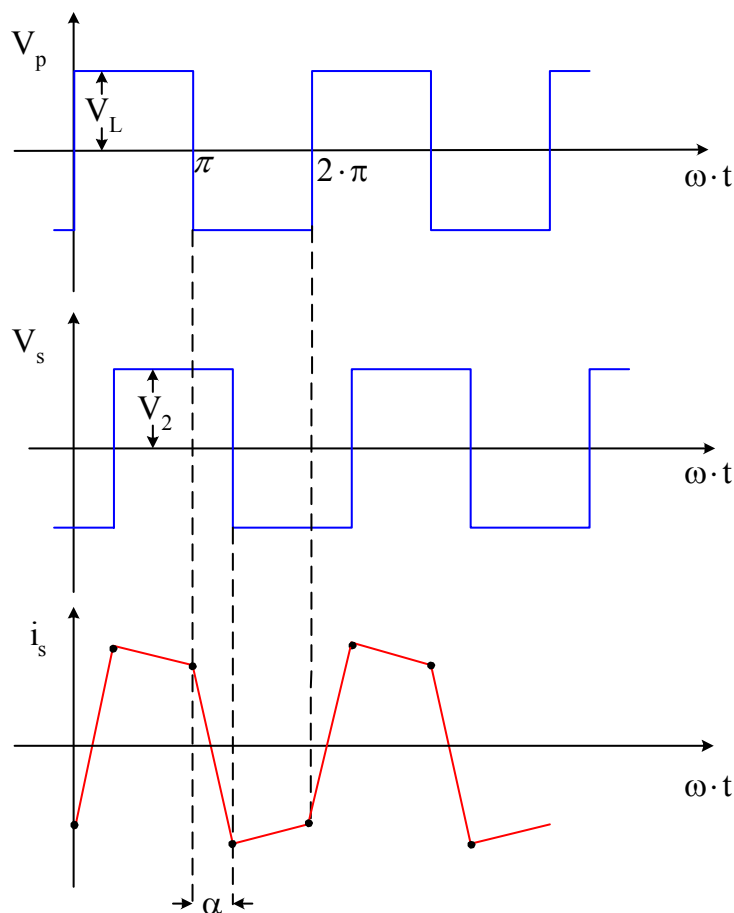


Figure 2.33. Structure isolée en pont complet. Forme de la tension et du courant.

Sur l'intervalle $[0, \alpha]$, la tension côté basse tension V_p est positive, la tension côté haute tension V_s étant toujours négative, le courant i_s dans l'inductance s'exprime par :

$$i_s(\theta) = \frac{V_L + V_h}{L_s \cdot \omega} \cdot \theta + i_s(0) \quad (2.77)$$

Sur l'intervalle $[\alpha, \pi]$, la tension côté haute tension est positive tandis que la tension côté basse tension est toujours positive, le courant i_s dans l'inductance s'exprime alors par :

$$i_s(\theta) = \frac{V_L - V_h}{L_s \cdot \omega} \cdot (\theta - \alpha) + i_s(\alpha) \quad (2.78)$$

Pour des raisons de symétrie on a :

$$i_s(\pi) = -i_s(0) \quad (2.79)$$

avec :

$$i_s(\alpha) = \frac{2 \cdot V_L \cdot \alpha + (V_h - V_L) \cdot \pi}{2 \cdot L_s \cdot \omega} \quad (2.80)$$

et :

$$i_s(\pi) = \frac{2 \cdot V_h \cdot \alpha + (V_L - V_h) \cdot \pi}{2 \cdot L_s \cdot \omega} = -i_s(0) \quad (2.81)$$

Les formes du courant à l'entrée de l'onduleur et en sortie sont représentées sur la figure 2.34. La valeur moyenne du courant qui traverse la capacité étant nulle, c'est donc la pile à combustible qui fournit le courant moyen.

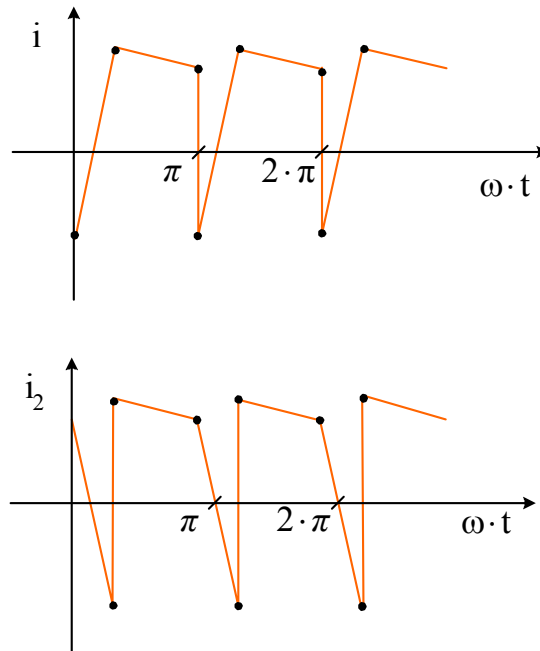


Figure 2.34. Formes du courant à l'entrée de l'onduleur et en sortie.

La puissance transmise à travers le transformateur s'exprime par :

$$P = \frac{V_2 \cdot V_L \cdot \alpha \cdot (\pi - \alpha)}{L_s \cdot \pi \cdot \omega} \quad (2.82)$$

Ainsi, on remarque que le paramètre de réglage est α . La figure 2.35 représente l'évolution de la puissance en fonction du paramètre de réglage. La valeur maximale de la puissance transmise correspond à un déphasage de 90° et a pour valeur :

$$P = \frac{V_2 \cdot V_L \cdot \pi}{4 \cdot L_s \cdot \omega} \quad (2.83)$$

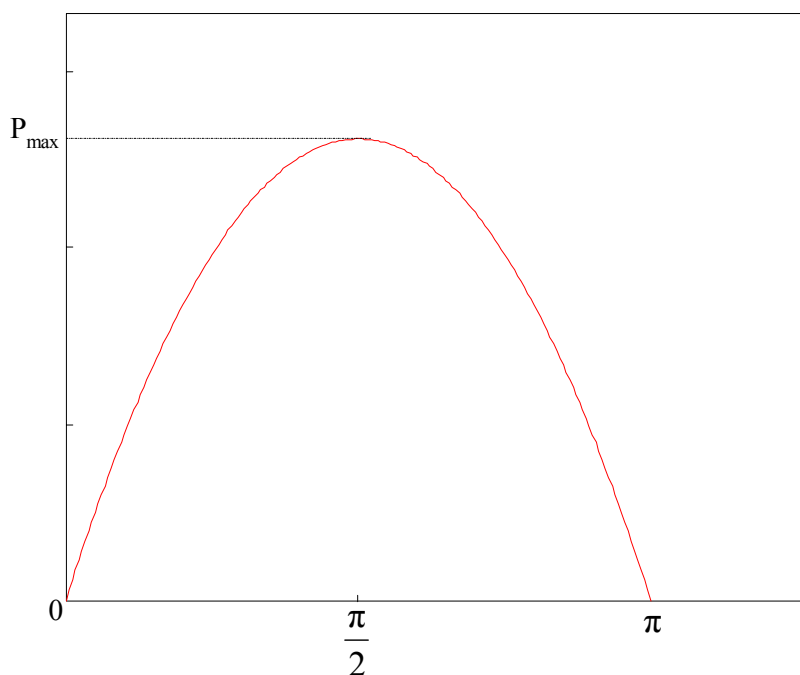


Figure 2.35. Puissance transmise à la charge.

2.4. EXEMPLES D'APPLICATION

On présente dans ce qui suit des exemples d'architectures de convertisseurs continu-continu employées dans diverses applications de piles à combustible. Ce sont des structures qui reposent principalement sur les configurations de base présentées jusqu'à présent.

2.4.1. Applications stationnaires

Les structures que l'on présente sont celles proposées par des universités américaines lors du challenge « 2003 Future Energy » [30]. L'objectif était de dimensionner un convertisseur continu-alternatif de 10 kW délivrant deux niveaux de tensions alternatives 120 V en monophasé et 240 V entre phases en triphasé, la fréquence étant de 60 Hz. Ce convertisseur devait alimenter des équipements électroménagers avec un rendement supérieur à 90 %.

Le schéma du système de puissance proposé par l'université de l'état de Michigan est représenté sur la figure 2.36.

Le convertisseur continu-continu utilisé est un onduleur de tension à pont complet côté basse tension dont la sortie est reliée à un transformateur haute fréquence. Cette configuration est préférée à celle utilisant un push-pull qui peut créer en pratique des irrégularités à cause des deux enroulements du primaire du transformateur qui peuvent être asymétriques, ce qui engendre des commutations décalées des semi-conducteurs pouvant ainsi entraîner la saturation du transformateur. De plus le push-pull est généralement réservé pour les petites puissances. Côté haute tension, un demi-pont est utilisé. On retrouve la configuration présentée sur la figure 2.32.

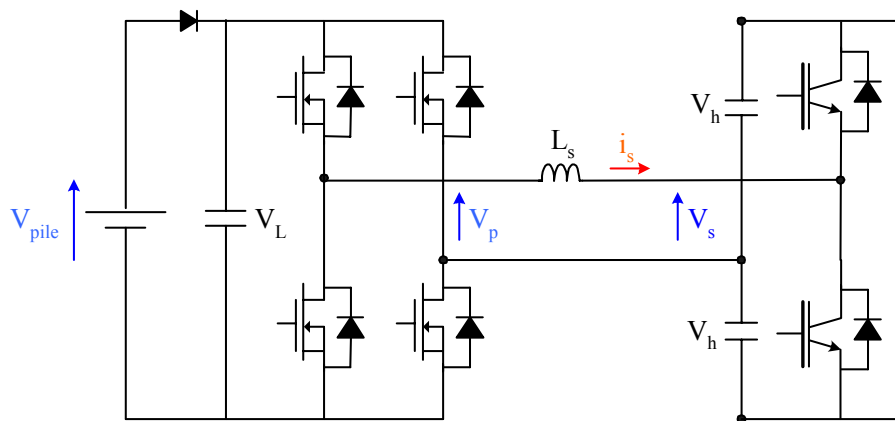


Figure 2.36. Architecture n°1.

La figure 2.37 représente la structure de puissance proposée par l’Institut Polytechnique de Virginie.

Dans cette configuration, on a un convertisseur triphasé (association d’un onduleur et d’un redresseur) qui permet de réduire le courant qui circule dans les composants, minimisant ainsi le nombre de semi-conducteurs mis en parallèle.

Un filtre doit être incorporé dans l’étage haute tension pour réduire les ondulations dues au redressement. De plus deux redresseurs sont utilisés pour produire deux tensions continues ± 200 V.

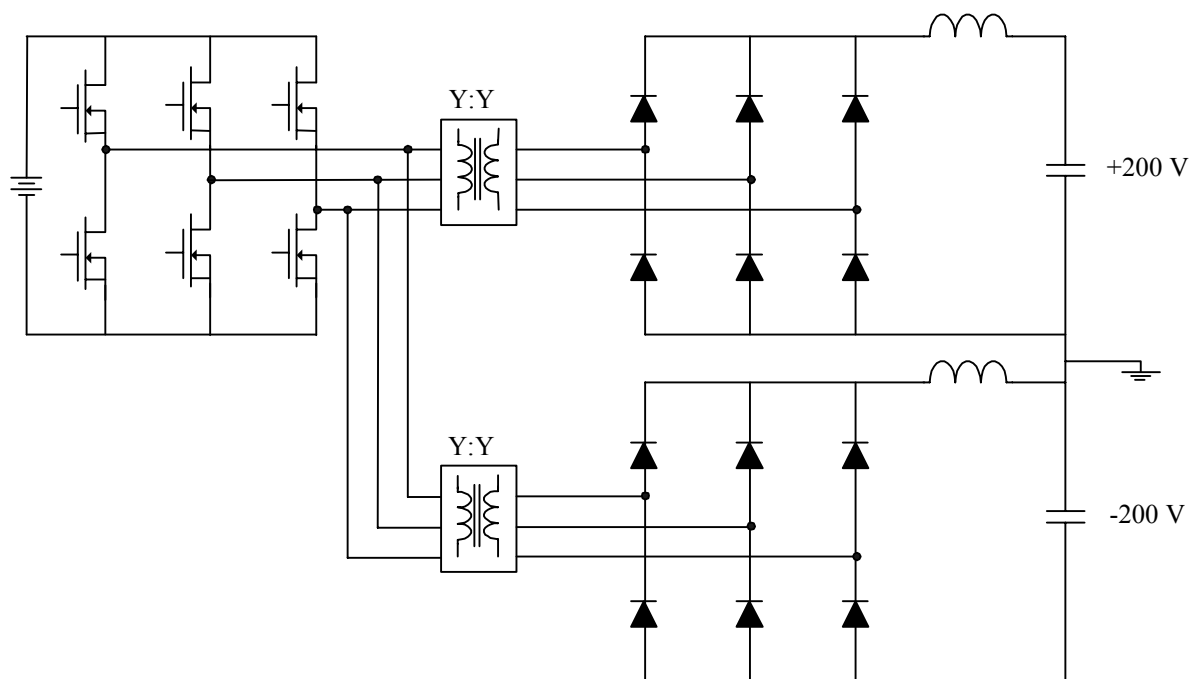


Figure 2.37. Architecture n°2.

Ce sont des batteries qui sont chargées de fournir la puissance lors des régimes transitoires. Le schéma de connexion des batteries au bus continu est représenté sur la figure 2.38. Deux batteries de 48 V sont utilisées. Chacune étant connectée au bus continu ± 200 V

via un convertisseur continu-continu bidirectionnel formé de deux survolteurs montés en parallèle. Le mode en conduction discontinue est choisi pour réduire la taille des inductances.

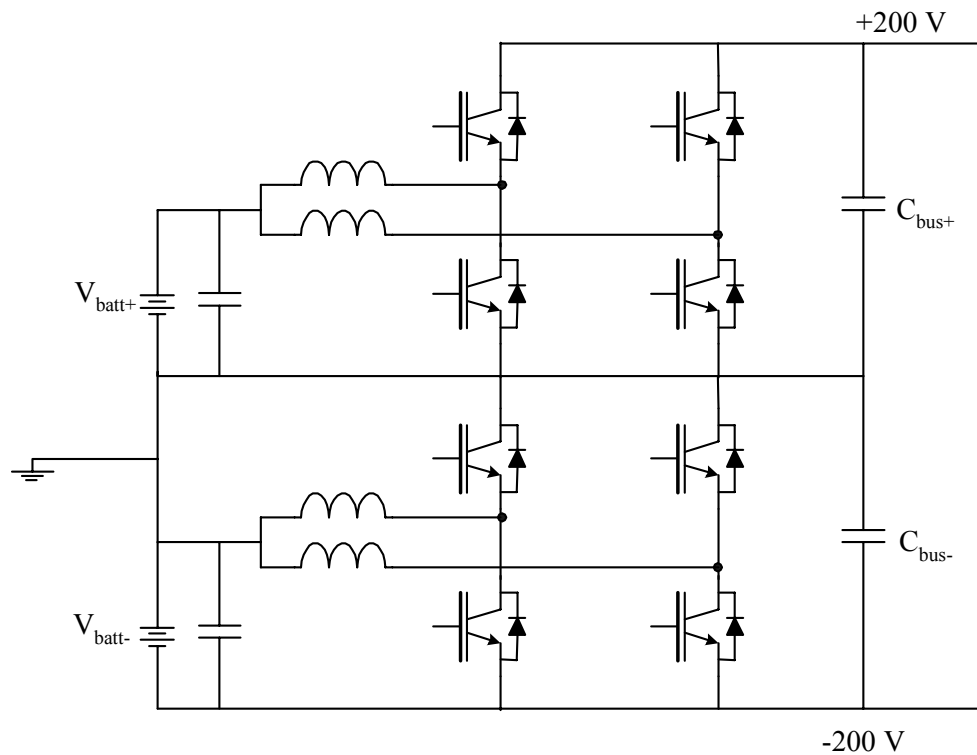


Figure 2.38. Structure proposée pour la connexion des batteries.

La troisième structure présentée sur la figure 2.39 est proposée par l'université de Virginie. Le convertisseur continu-continu comprend trois push-pull dimensionnés au tiers de la puissance nécessaire et qui sont connectés en parallèle côté primaire pour réduire le courant traversant chaque semi-conducteur et sont connectés en série côté secondaire pour obtenir la tension nécessaire. La tension de sortie de chaque push-pull est régulée séparément à 133 V ce qui a pour avantage d'avoir un courant primaire identique dans chaque push-pull. L'inconvénient de mettre en série la sortie de tous les modules est qu'un défaut sur une cellule entraîne la mise hors service de tout le système.

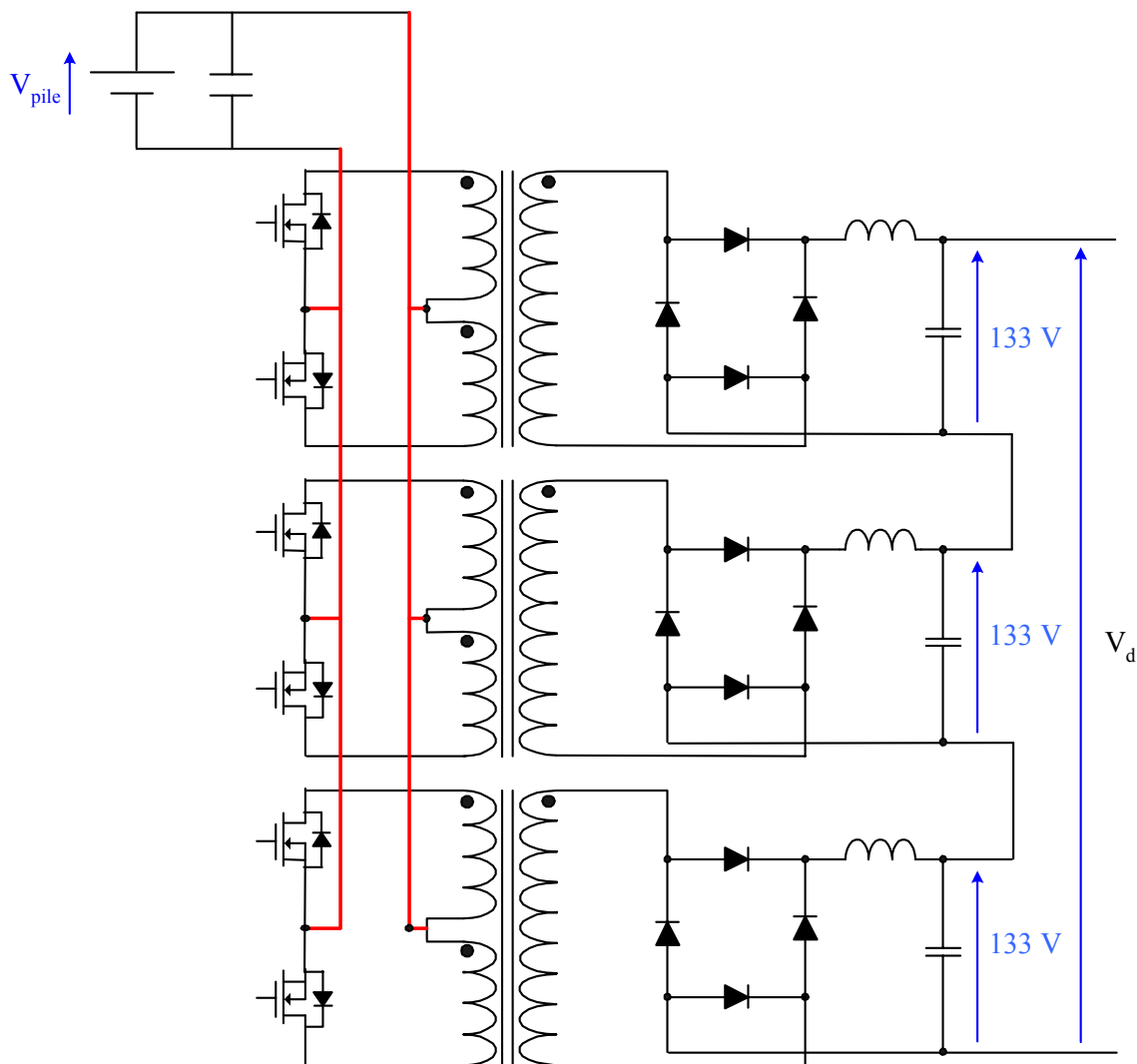


Figure 2.39. Architecture n°3.

La figure 2.40 est la structure proposée par l'université du Texas. L'étage de conversion continu-continu est formé de trois push-pull montés en parallèle côté primaire et au secondaire, contrairement à la structure précédente où le secondaire est connecté en série. Chaque push-pull est dimensionné au tiers de la puissance nécessaire.

Comme il a été mentionné auparavant, l'inconvénient du push-pull est le risque de saturation du transformateur. Ceci peut apparaître si les semi-conducteurs côté primaire n'ont pas un temps de conduction égal, ce qui engendre une composante continue. Pour y remédier, une inductance couplée côté secondaire est employée afin d'équilibrer les courants qui traversent chaque enroulement du primaire. De plus, cette inductance permet de filtrer les composantes hautes fréquences et d'équilibrer la puissance de sortie de chaque push-pull.

Des batteries sont utilisées pour pallier aux variations soudaines de puissances et sont placées directement sur le bus haute tension.

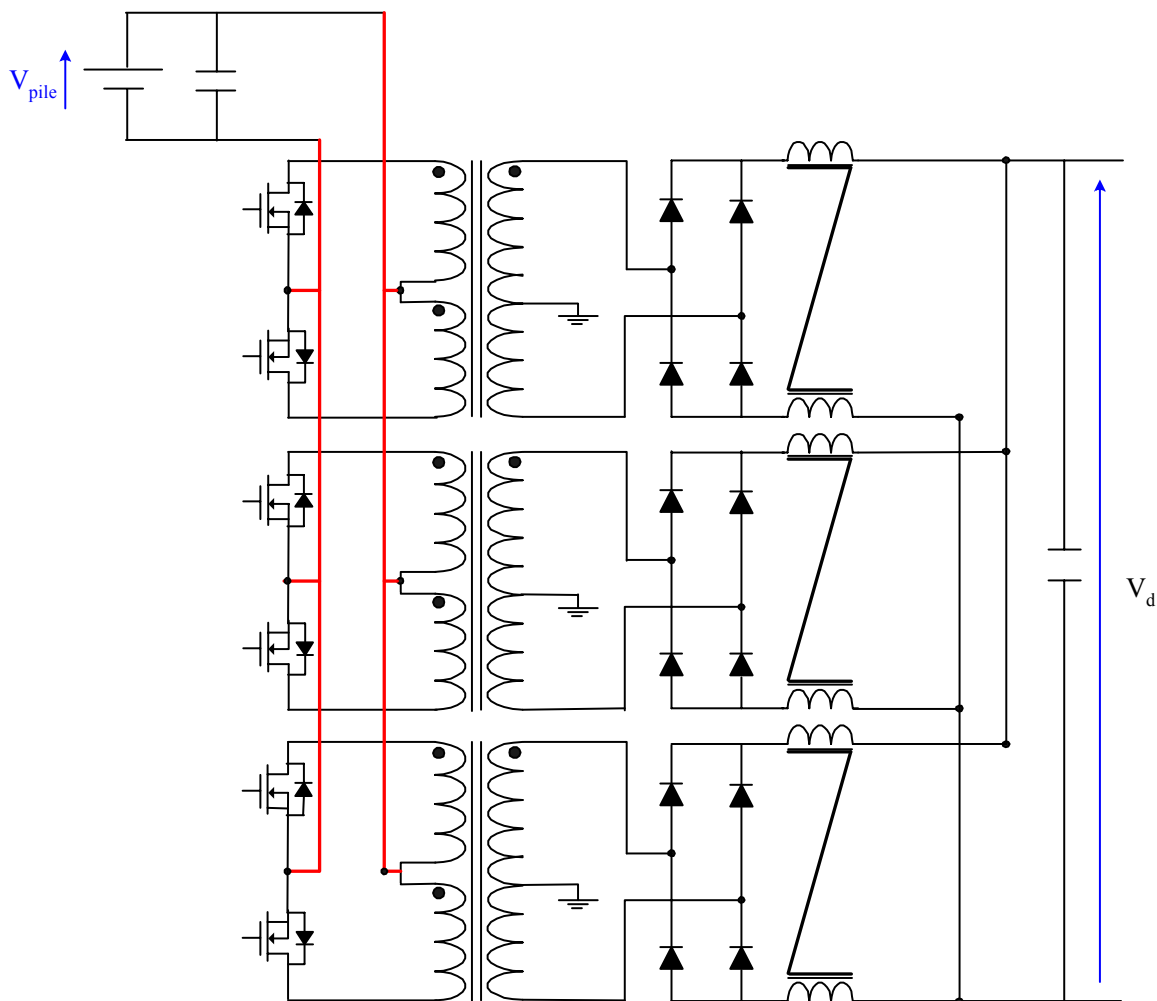


Figure 2.40. Architecture n° 4.

2.4.2. Applications pour alimentation de secours

La pile à combustible de type PEM est généralement choisie pour ce genre d'application pour ces nombreux avantages par rapport aux autres piles à combustible, tel que la rapidité de mise en route.

La figure 2.41 présente le schéma synoptique d'une alimentation de secours d'une puissance de 1 kW, constituée de deux piles à combustible d'une puissance de 500 W chacune [24]. La charge électrique est connectée via deux commutateurs statiques à la source principale et au système de secours-pile à combustible. En régime permanent, cette dernière fournit 10 % de sa puissance, ce qui signifie qu'elle est toujours en mode marche et ainsi pourra alimenter la charge à n'importe quel moment.

Deux exemples de réalisation des convertisseurs reliant les piles à combustible et l'élément de stockage sont ici présentés.

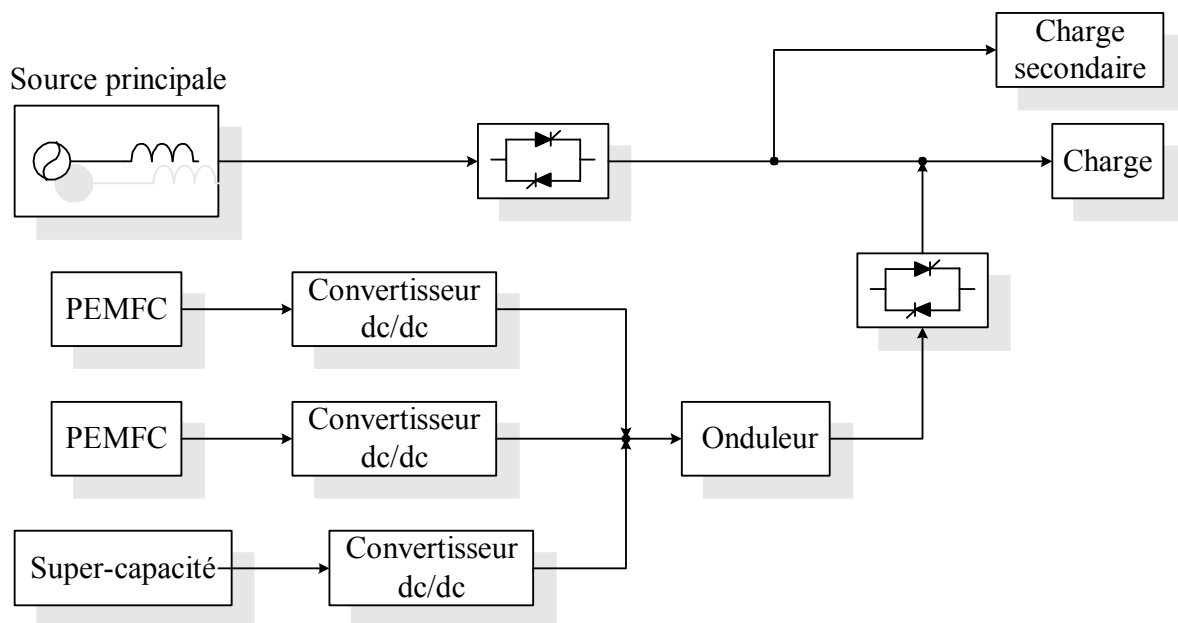


Figure 2.41. Synoptique d'une alimentation de secours (UPS).

La figure 2.42 est la première architecture considérée. Dans ce cas de figure, la tension est d'abord surélevée à 50 V, la tension alternative nécessaire est obtenue grâce à un onduleur qui alimente un transformateur basse fréquence (60 Hz). L'inconvénient de cette structure est que les semi-conducteurs supportent toujours un fort courant et incontestablement l'emploi d'un transformateur basse fréquence augmente le volume du dispositif.

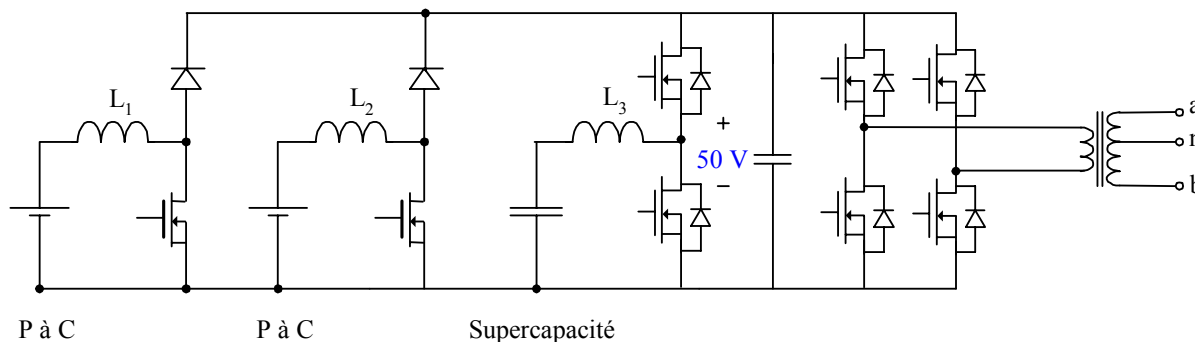


Figure 2.42. 1^{ère} proposition.

La figure 2.43 est la deuxième architecture proposée. Chaque pile à combustible débite dans un push-pull et, pour la puissance mise en jeu (500W), les risques de déséquilibre explicités auparavant ne sont plus d'actualité. Comme dans la solution précédente, ce sont des supercapacités qui sont utilisées pour faire face aux appels du courant de la charge.

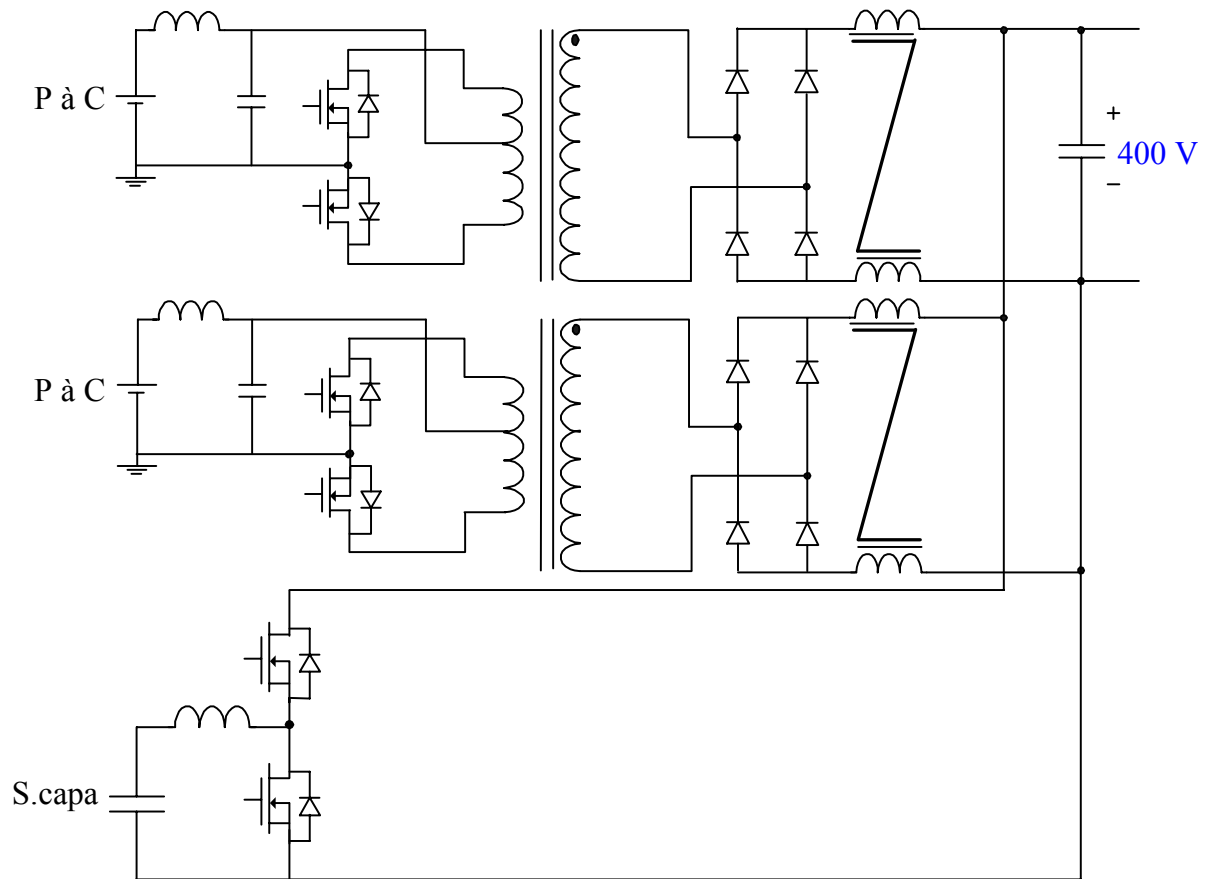


Figure 2.43. 2^{ème} proposition.

2.4.3. Applications embarquées

Ce sont les piles à combustible de type PEM qui sont choisies pour cette application car elles démarrent de façon très convenable à basses températures.

On peut les utiliser comme source principale ou comme chargeur de batteries dans le cas de véhicule tout électrique.

Deux cas de figure se présentent, l'un est l'utilisation des piles à combustibles comme source principale et l'autre est leur utilisation comme chargeur de batteries dans le cas de véhicules tout électrique.

La figure 2.44 illustre un exemple d'architecture où la pile à combustible est la source principale.

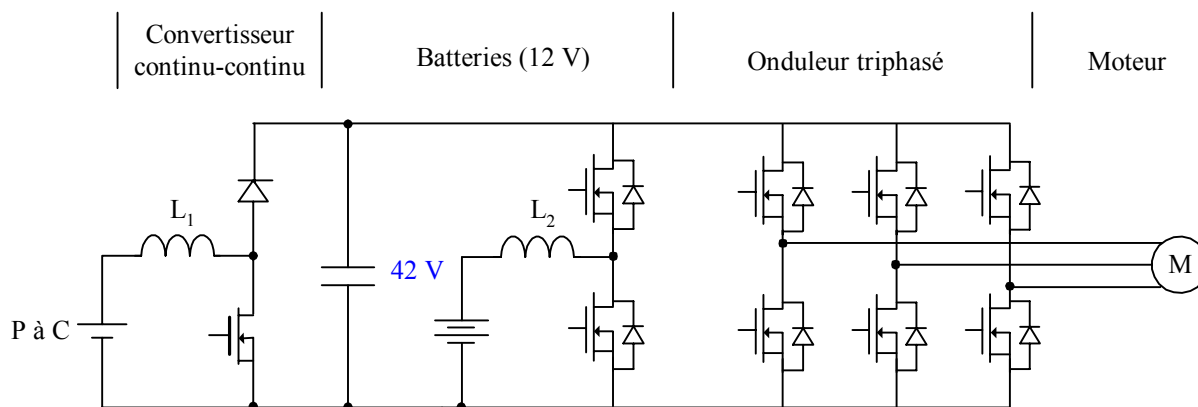


Figure 2.44. Exemple d'architecture pour traction électrique.

2.5. CONCLUSION

De par leurs caractéristiques intrinsèques, les piles à combustibles ne peuvent être utilisées comme source d'énergie sans l'association de batteries et/ou supercapacités et l'emploi de convertisseurs statiques pour alimenter une charge électrique.

On a, dans un premier temps, présenté différentes architectures permettant d'interconnecter la pile à combustible, les batteries et/ou supercapacités et la charge. On réalise que le choix entre ces architectures peut résulter de différentes motivations à savoir le niveau de tension désiré, la présence ou non d'éléments de stockage et principalement le coût de l'installation.

On a ensuite présenté quelques structures les plus rencontrées dans la littérature et qui permettent la liaison de la pile au bus continu. Une analyse du fonctionnement du survolteur, de la mise en parallèle de survolteurs et de convertisseurs isolés a été présentée. Il ressort que la mise en parallèle de survolteurs réduit fortement l'ondulation du courant en fonction du nombre de cellules placées en parallèle. De plus, cela permet de segmenter la puissance et ainsi d'utiliser des semi-conducteurs de plus faibles calibres.

On a ensuite montré l'intérêt de réaliser les inductances de ces convertisseurs sur un même circuit magnétique. En effet, avec un choix judicieux du matériau, l'ondulation du courant vue par la pile peut être réduite de moitié.

Les structures avec isolation, quoique non indispensables, permettent d'avoir un étage supplémentaire pour élever la tension lorsque cela devient nécessaire pour alimenter la charge électrique.

Les convertisseurs de quelques exemples d'application ont ensuite été présentés. Plusieurs architectures, ayant une spécificité bien particulière pour utiliser le système pile à combustible de manière optimale, ont été présentées. Souvent l'on privilégie de segmenter la puissance pour répondre aux caractéristiques basses tensions/forts courants des piles à combustible.

CHAPITRE 3

MODELISATION ET STABILITE DU REGULATEUR HYBRIDE DE COURANT

3.1. INTRODUCTION

Différents modes de commande sont employés pour réguler le courant et/ou la tension d'un convertisseur statique. L'adoption de l'une ou l'autre stratégie de commande s'effectue le plus souvent selon l'objectif à atteindre de manière à satisfaire les conditions de fonctionnement et les contraintes imposées (poursuite du courant, minimisation des pertes de commutation, filtrage des harmoniques...). Certaines commandes très performantes sont cependant peu utilisées en raison des difficultés de réalisation pratique qu'elles génèrent.

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux commandes non linéaires peu chères et facilement implantables, destinées à l'asservissement du courant dans les dispositifs électrotechniques. Après un survol des stratégies de commande que l'on rencontre assez souvent en électronique de puissance, on présente une nouvelle stratégie de commande combinant les avantages de trois régulateurs non linéaires de courant que sont :

- le régulateur par mode de glissement pour lequel on définit une surface de glissement qui évolue entre deux surfaces prédéfinies et constitue la loi de commande ;
- le régulateur de type « switch turn-off » où l'ordre de désamorçage est donné par un signal externe pour des rapports cycliques inférieurs à 0,5 ;
- le régulateur de type « switch turn-on » pour lequel l'ordre d'amorçage est donné par un signal externe pour des rapports cycliques supérieurs à 0,5.

La linéarisation autour du point de fonctionnement permet d'utiliser les outils universels d'analyse des systèmes linéaires tel que la transformée de Laplace qui s'effectue en introduisant une perturbation très petite sur les variables considérées. Cela permet d'obtenir le modèle linéaire du système souvent appelé modèle petit signal.

Dans un premier temps notre système (convertisseur-régulateur) est modélisé au sens des valeurs moyennes (la plus grande constante de temps du système est très grande devant la période de découpage). Cependant, de tels modèles peuvent donner des réponses erronées en boucle fermée si la période de découpage est trop proche des constantes de temps du système (dynamique élevée).

On présente alors dans un deuxième temps un modèle moyen discret qui permet de prendre en considération l'influence de la commutation, et ainsi d'avoir une idée approchée du rôle des différents paramètres du système. Les caractéristiques du système (dépassement, temps de réponse, pulsation de coupure) sont alors évaluées.

A cause des non-linéarités introduites par le régulateur, pour fixer la fréquence de découpage, certains phénomènes observés (fonctionnement multi périodique du système voire chaotique) ne peuvent être prédits par le modèle moyen. D'autres moyens d'études sont alors incontournables.

La théorie du chaos, développée dans le cadre de l'étude des systèmes différentiels non linéaires où l'exemple le plus connu est celui de la récurrence logistique (évolution d'une

population) [31], présente des champs d'applications très variés et ouvre des perspectives intéressantes dans le domaine du Génie Electrique, bien qu'à l'heure actuelle, elle reste encore assez peu utilisée pour l'étude des systèmes électrotechniques. Néanmoins, plusieurs travaux ont été entrepris sur les convertisseurs continu-continu dont l'objectif est de mettre en relief et d'expliquer certains phénomènes qui a priori ne sont pas expliqués par les modèles usuels.

On commence ce chapitre par résumer les principales définitions et résultats majeurs concernant la notion de systèmes non-linéaires très présents en électronique de puissance. On introduit ensuite les notions de systèmes dynamiques non linéaires autonomes et non autonomes. La signification de la section de Poincaré, des multipliers de Floquet et des phénomènes de bifurcation, est alors explicitée.

3.2. GENERALITES SUR LES SYSTEMES DYNAMIQUES, NOTION DE BIFURCATION

3.2.1. Définitions

Dans cette partie, on présente quelques principes mathématiques sur les systèmes dynamiques nécessaires à la compréhension de la suite de l'exposé.

Un système dynamique peut être décrit soit par une équation différentielle :

$$\frac{dx}{dt} \equiv \dot{x} = f(x, t, v), \quad x \in U \subseteq \mathfrak{R}^n, \quad v \in V \in \mathfrak{R}^p \quad (3.1)$$

soit par une récurrence :

$$x_{k+1} = f(x_k, v), \quad x_k \in U \subseteq \mathfrak{R}^n, \quad v \in V \in \mathfrak{R}^p, \quad k = 1, 2, \dots \quad (3.2)$$

\mathfrak{R}^n et \mathfrak{R}^p étant respectivement l'espace des phases et l'espace des paramètres que nous définirons un peu plus loin.

L'équation (3.1) est non autonome puisqu'elle dépend du temps t . Elle est dite autonome si le temps t n'intervient pas explicitement. Dans l'équation (3.2), la variable t ne varie pas de manière continue mais correspond à une suite d'entiers k (temps discret).

On suppose que, pour l'équation (3.1), les conditions d'existence et d'unicité de la solution sont vérifiées pour une condition initiale $x(t_0) = x_0$. Une telle solution est notée $x = x(x_0, t)$. Cette dernière varie continûment dans le temps. Dans un espace de coordonnées x_1, x_2, \dots, x_n appelé espace de phase, cette équation décrit une courbe passant par le point initial M_0 de coordonnées x_0 appelé trajectoire de phase ou orbite.

L'équation (3.2) engendre dans un espace de phase de coordonnées x^1, x^2, \dots, x^n une suite de points M_n de coordonnées x_k , $k = 0, 1, 2, \dots$, appelée trajectoire de phase discrète, avec des conditions d'existence et d'unicité d'une solution associée à un point initial x_0 défini pour $n = 0$.

On considère le système autonome décrit par :

$$\frac{dx}{dt} = f(x), x \in \mathfrak{R}^n \quad (3.3)$$

Définition 1

Soit $x(x_0, t)$ une solution de (3.3) avec une condition initiale $x(0) = x_0$. On appelle flot de l'équation (3.3) l'application ϕ_t définie par :

$$\phi_t(x_0) = x(x_0, t)$$

$\phi_t(x_0)$ possède les propriétés suivantes :

- $\phi_0(x_0) = x_0$;
- $\phi_{t+s}(x_0) = \phi_t(\phi_s(x_0))$.

Un point limite a est le point limite ω d'une trajectoire $x = x(x_0, t)$ s'il existe une séquence $t_n \rightarrow \infty$ telle que $\lim_{n \rightarrow \infty} \phi_{t_n} = a$. De la même manière, un point limite b est le point limite α d'une trajectoire $x = x(x_0, t)$ s'il existe une séquence $t_n \rightarrow -\infty$ telle que $\lim_{n \rightarrow \infty} \phi_{t_n} = b$.

L'ensemble des points limites α (respectivement ω) est désigné par $\alpha(x)$ (respectivement $\omega(x)$). L'ensemble $\alpha(x) \cup \omega(x)$ est appelé l'ensemble limite de $x = x(x_0, t)$.

Un cycle limite α (respectivement cycle limite ω) est une orbite fermée Γ telle que $\Gamma \subset \alpha(x)$ (respectivement $\Gamma \subset \omega(x)$).

Définition 2

On appelle point fixe de l'équation (3.3) le point x^* de l'espace des phases obtenu en annulant le second membre de l'équation (3.3). Il est stable si :

$$\forall \varepsilon > 0, \exists \delta > 0 \text{ tel que } \|x(0) - x^*\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x^*\| < \varepsilon$$

Si de plus, il existe δ_0 avec $0 < \delta_0 < \delta$ tel que :

$$\|x(0) - x^*\| < \delta_0 \Rightarrow \lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = \bar{x}$$

x^* est asymptotiquement stable.

On suppose que par un changement de coordonnées, le point fixe ait été ramené à l'origine : $f(0) = 0$. Le développement de Taylor en $x = 0$ s'écrit :

$$f(x) = Df(0) \cdot x + \frac{1}{2!} \cdot D^2f(0) \cdot (x, x) + \dots \quad (3.4)$$

où l'on a posé $f = (f_1, f_2, \dots, f_n)^T$, $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T$ et où :

$$Df(x) \cdot x = \sum_j \left(\frac{\partial f(x)}{\partial x_j} \right) \cdot x_j$$

$$D^2f(x) \cdot x = \sum_{i,j} \left(\frac{\partial^2 f(x)}{\partial x_i \partial x_j} \right) \cdot x_i x_j$$

La matrice $Df(x) \cdot x \equiv \frac{\partial f_i(x)}{\partial x_j}$ s'appelle matrice jacobienne de $f(x)$.

Pour x petit, l'équation (3.4) montre que le comportement du système au voisinage de 0 est celui du système linéarisé :

$$\dot{x} = Df(0) \cdot x \quad (3.5)$$

Dans le cas où la matrice $Df(0)$ possède n valeurs propres λ_i , $i=1,2,\dots,n$ distinctes, la solution de (3.5) est :

$$x = \sum_{i=1}^n c_i \cdot a^{(i)} \cdot e^{\lambda_i \cdot t}$$

où $a^{(i)}$ est le vecteur propre correspondant à la valeur propre λ_i , c_i $i=1,2,\dots,n$, sont des constantes déterminées par les conditions initiales. On en déduit que :

- si toutes les valeurs propres λ_i ont leur partie réelle négative le point fixe est asymptotiquement stable ;
- si une ou plusieurs valeurs propres sont des imaginaires pures, les autres valeurs propres ayant leur partie réelle négative, le point fixe est un centre ou un point elliptique (stable mais pas asymptotiquement) ;
- si une des valeurs propres a sa partie réelle positive le point fixe est instable ;
- si $Df(0)$ n'a pas de valeur propre nulle ou purement imaginaire le point fixe est un point hyperbolique, dans le cas contraire, il est non hyperbolique ;
- s'il existe i et j tels que $\Re(\lambda_i) < 0$ et $\Re(\lambda_j) > 0$, le point fixe est un point selle ;
- si toutes les valeurs propres sont réelles et de même signe, le point fixe est un nœud. Un nœud stable est un puits, un nœud instable est une source.

Remarque

Dans un espace des phases à deux dimensions, on fait souvent référence au théorème de Poincaré-Bendixon : Supposons qu'une orbite $x = x(x_0, t)$ du système de deux équations reste dans un domaine compact $D \subset \mathcal{R}^2$ pour tout $t \geq 0$ alors :

- ou bien $x = x(x_0, t)$ est une solution périodique ;
- ou bien $x = x(x_0, t)$ tend vers une solution périodique ;
- ou bien $x = x(x_0, t)$ tend vers un point fixe.

Jusqu'ici, on a reporté des propriétés concernant des systèmes dynamiques continus. Quant aux systèmes discrets, ils sont stables si la matrice jacobienne $Df(x)$ n'a pas de valeurs propres de module supérieur à 1, x^* est alors un point fixe hyperbolique. Si les modules des valeurs propres de $Df(x)$ sont égaux à 1, x^* est un point fixe elliptique. On nomme les valeurs propres de la matrice jacobienne multiplieurs de Floquet.

3.2.2. Notion de bifurcation d'un système dynamique

Le terme bifurcation est généralement associé à la notion de changement de type topologique de la trajectoire d'un système dynamique lorsqu'un ou plusieurs paramètres, dont elle dépend, varient. On ne s'intéresse qu'aux bifurcations dites locales, c'est à dire au comportement de la trajectoire d'un point fixe, là où les développements en série de Taylor sont applicables.

On considère le système dynamique à deux dimensions suivant :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x, y, v) \\ \dot{y} &= g(x, y, v) \end{aligned} \tag{3.6}$$

Soit $(x^*, y^*) = (x^*(v_0), y^*(v_0))$ le point fixe du système pour $v = v_0$. Il satisfait à la condition d'existence du point fixe énoncée précédemment à savoir $f(x^*, y^*, v_0) = 0$ et $g(x^*, y^*, v_0) = 0$. Si le point fixe est stable (respectivement instable) pour $v > v_0$ et instable (respectivement stable) pour $v < v_0$ alors v_0 est la valeur de bifurcation du système. Pour ne pas alourdir cette présentation, on ne présente pas les démonstrations mathématiques qui définissent la bifurcation.

Quatre types de bifurcation sont recensés dans la littérature [32] : bifurcation col-nœud, bifurcation transcritique, bifurcation fourche et bifurcation de Hopf. Quelques exemples vont permettre de les distinguer.

Bifurcation col-nœud

L'équation générique d'une bifurcation col-nœud est :

$$\dot{x} = f(x, v) = v - x^2 \quad (3.7)$$

Ce système a un point fixe $x_1^* = 0$ lorsque $v_0 = 0$ et une courbe de points fixes $(x^*)^2 = v$ lorsque $v \geq 0$ où $x_2^* = \sqrt{v}$ est stable et $x_3^* = -\sqrt{v}$ est instable pour $v > v_0$ (figure 3.1).

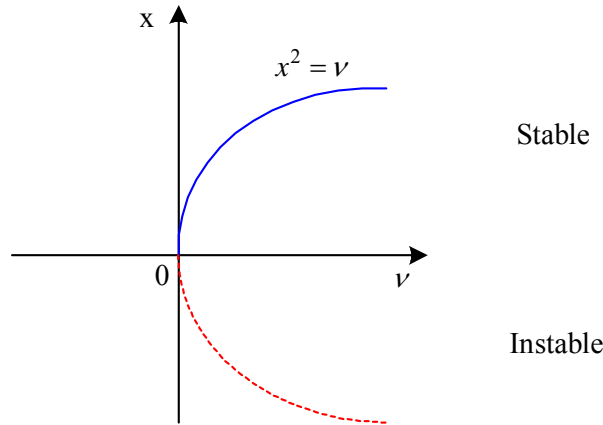


Figure 3.1. Bifurcation col-nœud.

Bifurcation transcritique

L'équation d'une telle bifurcation est de la forme :

$$\dot{x} = f(x, v) = v \cdot x - x^2 \quad (3.8)$$

Il y a deux points fixes : $x_1^* = 0$ et $x_2^* = v$. Lorsque $v < 0$, x_1^* est stable et x_2^* est instable, pour $v > 0$ on a le contraire. Il y a donc échange de stabilité en $v = 0$ (figure 3.2).

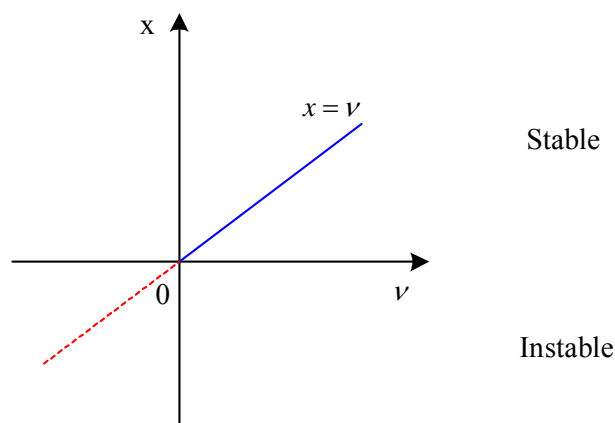


Figure 3.2. Bifurcation transcritique.

Bifurcation fourche

L'équation générique d'une bifurcation fourche est :

$$\dot{x} = f(x, v) = v \cdot x - x^3 \quad (3.9)$$

Ce système possède un point fixe $x_1^* = 0$ pour $v_0 = 0$ et une courbe de points fixes $(x^*)^2 = v$ pour $v \geq 0$. x_1^* est stable pour $v < 0$ et est instable pour $v > 0$. $(x^*)^2 = v$ est stable pour toutes les valeurs de $v > 0$ (figure 3.3).

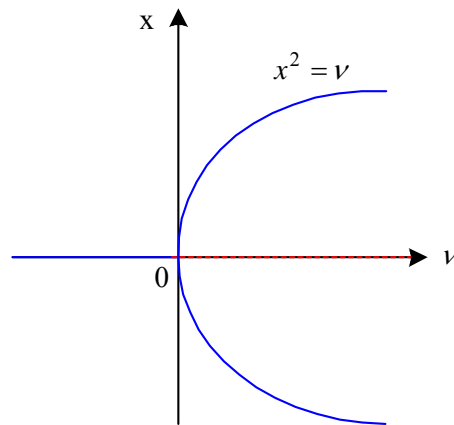


Figure 3.3. Bifurcation fourche.

Bifurcation de Hopf

Les bifurcations présentées ci-dessus sont inhérentes aux systèmes à une dimension et sont référencées comme étant des bifurcations statiques. Pour des systèmes à deux dimensions ou plus, apparaît le phénomène de bifurcation de Hopf. On parle dans ce cas de bifurcation dynamique.

Cette bifurcation correspond au cas où, lorsque le paramètre v varie, le jacobien du système a une paire de valeurs propres complexes conjuguées $\lambda_{1,2} = \alpha(p) \pm j \cdot \omega(p)$ qui varient de gauche à droite du plan complexe.

Au moment où les termes $\lambda_{1,2}$ traversent l'axe imaginaire pour une certaine valeur de v , le système devient instable. Les autres valeurs propres ayant toujours leur partie réelle strictement négative.

On reporte ici le théorème de Poincaré-Andronov-Hopf : On suppose que le système dynamique (3.6) a un point fixe $(x^*, y^*) = (0, 0)$ et un jacobien avec une paire de valeurs

propres $\lambda(v)$ et $\bar{\lambda}(v)$. Si $\left. \frac{d\Re(\lambda(v))}{dv} \right|_{v=v_0} > 0$ et $\Re(\lambda(v_0)) = 0$ alors $v = v_0$ est un point de

bifurcation.

Pour des valeurs de $v < v_0$ le point fixe est asymptotiquement stable, pour des valeurs de $v > v_0$ le point fixe est instable. Pour des valeurs de $v \neq v_0$ le point fixe est entouré par un cycle limite. La bifurcation de Hopf peut être sur-critique (respectivement sous-critique) si le point fixe varie de l'état stable vers l'état instable (respectivement de l'état instable vers l'état stable) (figure 3.4).

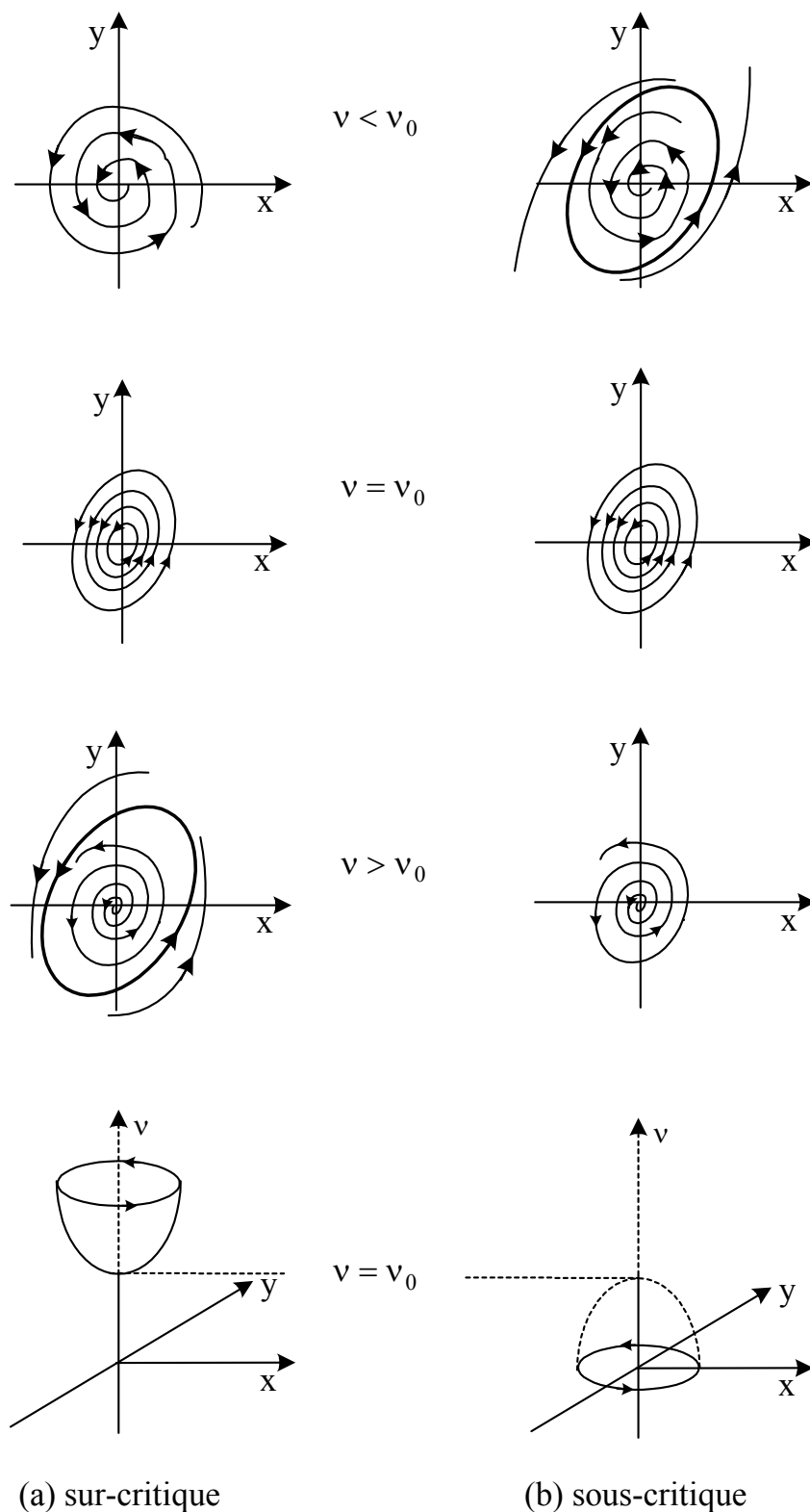


Figure 3.4. Bifurcation de Hopf.

Ces notions présentées pour les systèmes dynamiques continus sont transposables aux systèmes dynamiques discrets. Ces derniers possèdent trois types de bifurcations à un paramètre : nœud-col, doublement de période et Neimark-Sacker. Certaines notions sont propres aux systèmes discrets comme le p-cycle. Il y a donc trois façons pour qu'un point fixe x^* perde ou gagne sa stabilité (figure 3.5) :

- lorsqu'une valeur propre réelle de $Df(x^*)$ quitte ou rentre dans le cercle unité à la valeur -1 , on a une bifurcation flip ou doublement de période ;
- lorsqu'une valeur propre réelle de $Df(x^*)$ quitte ou rentre dans le cercle unité à la valeur $+1$, on a une bifurcation col-nœud ;
- lorsque deux valeurs propres complexes conjuguées de $Df(x^*)$ quittent ou rentrent dans le cercle unité simultanément à $\lambda_{1,2} = e^{\pm i\theta}$, on a une bifurcation de Neimark-Sacker.

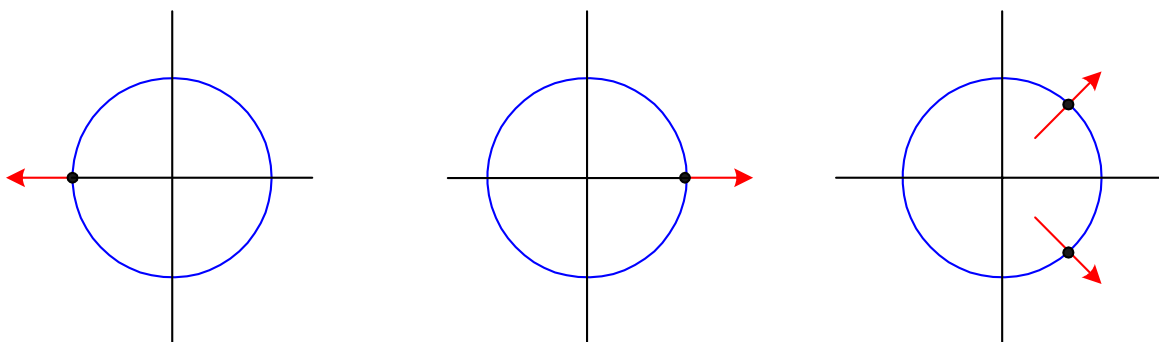


Figure 3.5. Différentes façons pour le point fixe de quitter le cercle unité.

3.2.3. Section de Poincaré

On considère le système autonome suivant :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) \quad x \in \mathfrak{R}^n \tag{3.10}$$

et on suppose qu'il a une solution $x(x_0, t_0, t) \equiv \phi_t(x_0)$ de période T , c'est-à-dire que $\phi_{t+T}(x_0) = \phi_t(x_0)$.

On appelle section de Poincaré, une hypersurface Σ de dimension $n-1$, transverse au champ de vecteurs f en x_0 . Soit x un point du voisinage $V \subseteq \Sigma$ de x_0 , l'application de Poincaré $P : V \rightarrow \Sigma$ est définie par :

$$x_1 = P(x) = \phi_\tau(x) \tag{3.11}$$

où $\tau = \tau(x)$ est le temps mis par la trajectoire partant du point initial x de la surface pour revenir sur celle-ci (figure 3.6).

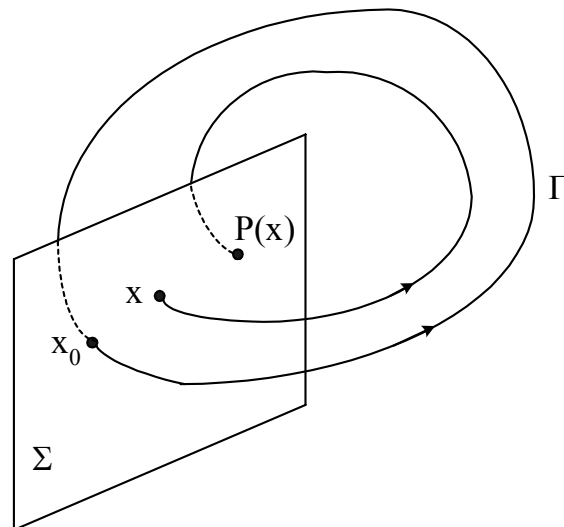


Figure 3.6. Section de Poincaré.

3.2.4. Application en électronique de puissance

Malgré la simplicité des équations qui régissent le comportement des convertisseurs continu-continu, ceux-ci peuvent être l'objet de phénomènes non linéaires complexes. En se plaçant dans le cadre mathématique des bifurcations, une bonne partie des comportements surprenants peuvent être expliqués.

3.3. APERÇU DES STRATEGIES DE COMMANDE - CHOIX DU MODE DE CONTROLE

On trouve dans la littérature plusieurs modes de commande des convertisseurs continu-continu qui peuvent être classés en deux grandes familles.

La première rassemble les stratégies de commande par mode de contrôle de la tension où le rapport cyclique du convertisseur est directement contrôlé par un asservissement de la tension de sortie du convertisseur à sa référence. Ce mode de contrôle est réservé à des applications de faibles puissances et présente l'inconvénient majeur de ne pas pouvoir contrôler le courant dans le convertisseur.

La seconde inclut les stratégies de commande par mode de contrôle du courant. Dans ce contrôle, l'asservissement de tension délivre une référence de courant. Une boucle de courant asservit alors le courant dans le convertisseur à cette référence en faisant varier le rapport cyclique.

Dans les deux approches, connaissant le rapport cyclique à imposer, les ordres de commande des interrupteurs sont obtenus par un régulateur MLI. Cette technique consiste à comparer le rapport cyclique désiré à une porteuse triangulaire ou en dent de scie dont la fréquence fixe détermine la fréquence de découpage (figure 3.7). L'inconvénient majeur de ce type de commande est qu'elle a des propriétés dynamiques lentes. Néanmoins, elle reste la plus répandue.

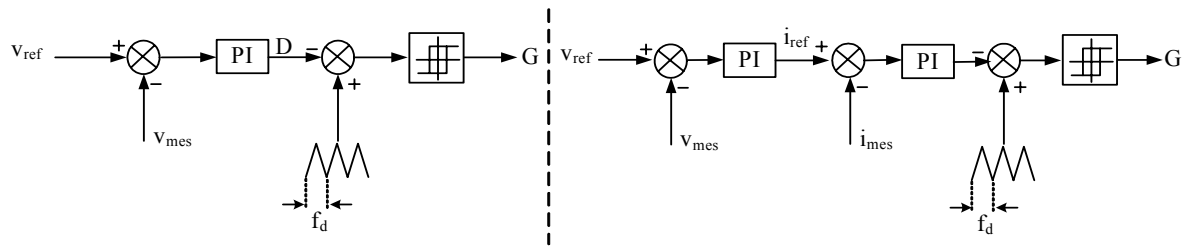


Figure 3.7. Régulateurs linéaires.

Commande par mode de contrôle de la tension (à gauche) ou du courant (à droite).

Dans ce chapitre, on s'intéresse aux régulateurs permettant le contrôle à fréquence fixe du courant avec des propriétés dynamiques élevées. Différentes solutions existent dans la littérature.

Une première solution proposée en [33] consiste à utiliser un régulateur de type hystérésis pour le contrôle du courant. La fréquence fixe est obtenue par l'adjonction d'un signal porteur triangulaire sur la référence de courant. C'est l'hystérésis modulée.

D'autres méthodes de commande similaires à la commande à hystérésis sont relatées dans la littérature[34], la différence réside dans le fait que le semi-conducteur est bloqué ou mis en marche après un intervalle de temps donné. Dans le premier cas, c'est la valeur maximale du courant qui est contrôlée, dans le deuxième cas, c'est la valeur minimale qui est contrôlée. Pour ces deux types de régulateur, l'ordre d'amorçage ou de blocage est donné par un signal externe qui impose alors la fréquence de découpage. Le principal désavantage de ces deux derniers régulateurs est qu'ils présentent des instabilités pour des rapports cycliques supérieurs ou inférieurs à 0,5 respectivement.

Pour pallier cet inconvénient, des rampes de compensation peuvent être ajoutées pour augmenter la zone de stabilité du système. Une commande hybride utilisant simultanément les deux types de commande est proposée en [35]. L'avantage de ces stratégies de commande par mode de contrôle du courant reste incontestablement le fait qu'elles présentent des dynamiques élevées. La figure 3.8 résume le principe des régulateurs de courant explicites.

L'étude présentée a pour objectif d'introduire un nouveau régulateur de courant basé principalement sur le contrôle non plus du courant mais d'une variable dépendant du courant et de sa référence. Ce régulateur hybride allie en même temps un régulateur de courant et le principe d'une commande par mode de glissement. Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement très bien adapté aux systèmes à structure variable comme les convertisseurs statiques et est apprécié notamment pour sa robustesse [35, 36]. Le choix de la surface de glissement s'effectue de manière à assurer la convergence du courant vers sa valeur de référence. Une telle configuration génère une erreur statique qui peut être éliminée en lui ajoutant un terme intégrateur.

La surface de glissement $s(t)$ est ainsi définie par la relation suivante :

$$s(t) = i_L(t) - i_{ref}(t) + K_i \cdot \int_0^t (i_L(\tau) - i_{ref}(\tau)) \cdot d\tau + K \cdot \text{signe}(i_L(t) - i_{ref}(t)) \quad (3.12)$$

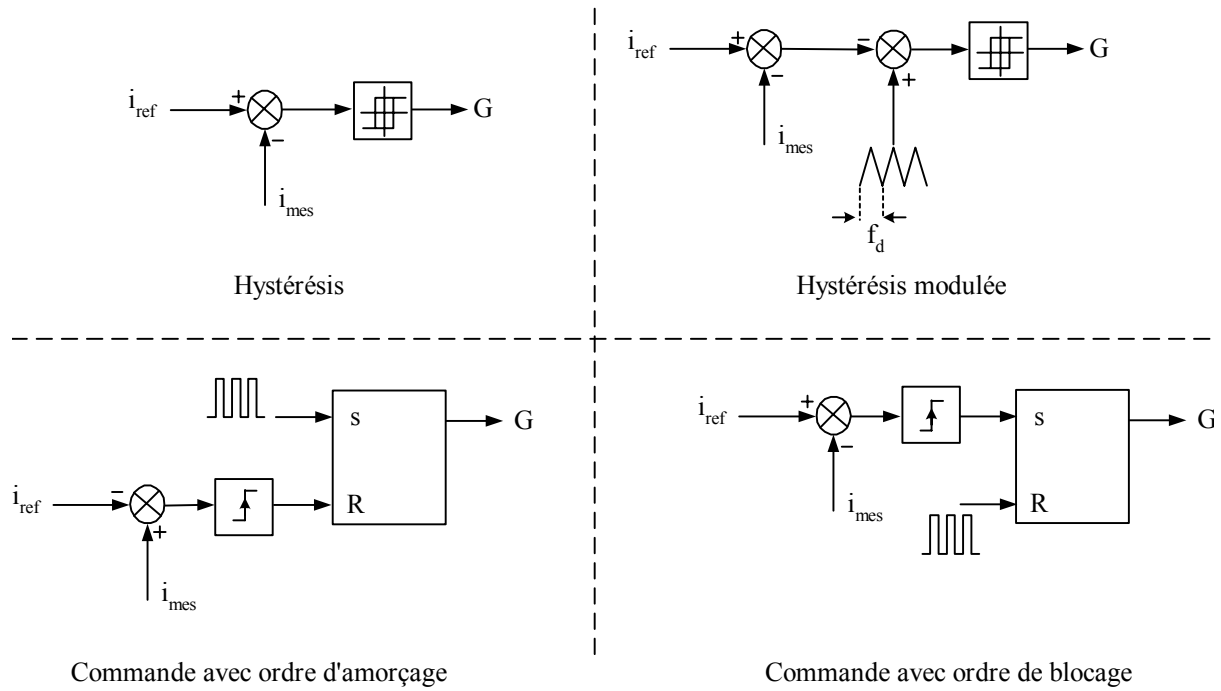


Figure 3.8. Régulateurs non linéaires. Principe de quelques régulateurs.

où :

$$K = 0 \quad \text{si } \|i(t) - i_{\text{ref}}(t)\| \leq \varepsilon$$

$$= n \cdot \varepsilon \quad \text{autrement}$$

i_L et i_{ref} sont respectivement le courant qui traverse l'inductance du convertisseur et sa référence. K_i est un terme intégral assurant une erreur statique nulle en régime permanent, K est un gain permettant un rattrapage non linéaire sur l'erreur de courant lors de grandes variations. Il n'intervient qu'au démarrage ou lors de grandes perturbations sur le système.

L'étude présentée ici va dans un premier temps détailler le principe de fonctionnement du régulateur hybride, puis modéliser ce dernier de deux manières différentes. L'une est basée sur un modèle moyen continu et l'autre sur un modèle moyen discret développés pour de petites variations autour du point d'équilibre (modèle petit signal). On compare alors les deux modèles en traçant le diagramme de Bode de chaque fonction de transfert qui en résulte. La stabilité du régulateur autour du point de fonctionnement (stabilité locale) est étudiée en délimitant les valeurs critiques des paramètres du régulateur au-delà desquelles des instabilités de type doublement de la fréquence et/ou chaos apparaissent.

3.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE

3.4.1. Principe

Le principe de fonctionnement du régulateur est représenté sur la figure 3.9.

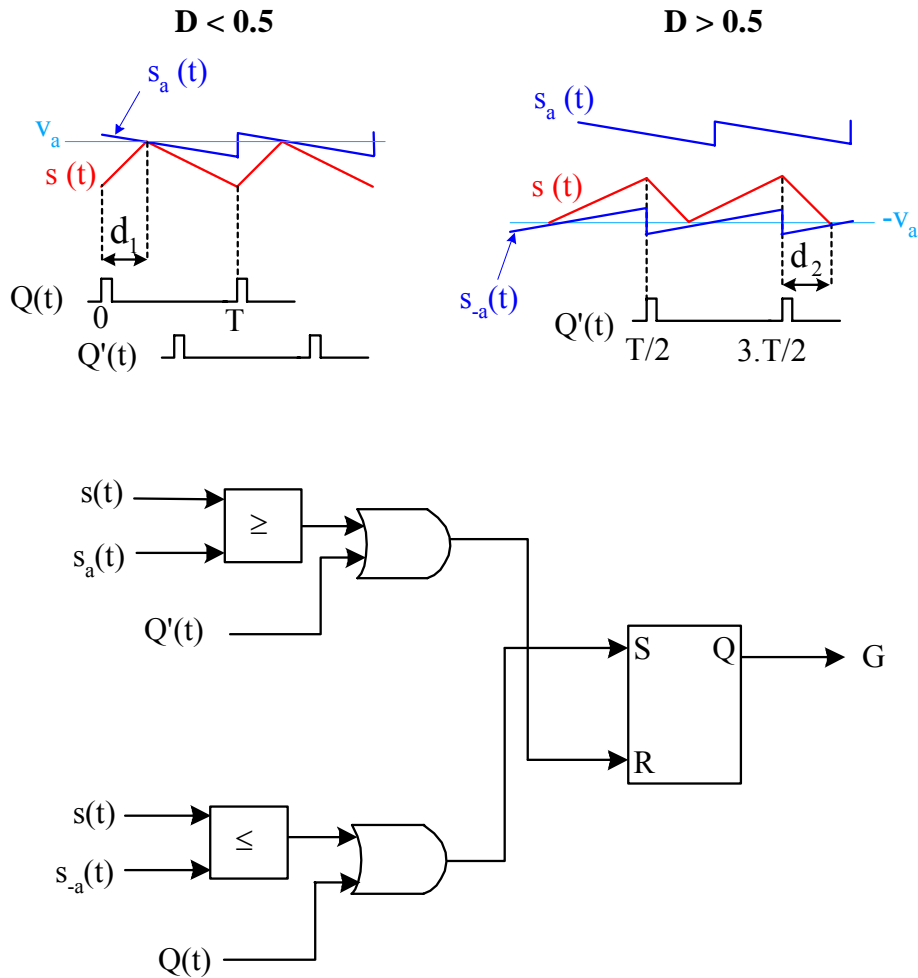


Figure 3.9. Principe de fonctionnement du régulateur.

L'idée est de forcer la surface $s(t)$ définie précédemment à évoluer entre deux surfaces $s_a(t)$ et $s_{-a}(t)$ définies par les relations suivantes :

$$\begin{aligned}
 s_a(t) &= v_a + m_c \cdot \left(\frac{T}{2} - t(\text{mod}T) \right) \\
 s_{-a}(t) &= -v_a + m_c \cdot \left(\frac{T}{2} + \left(t - \frac{T}{2} \right) (\text{mod}(-T)) \right)
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

où :

$$\left(t - \frac{T}{2} \right) (\text{mod}(-T)) \in [-T, 0]$$

Pour des valeurs du rapport cyclique inférieures à 0,5, l'ordre de désamorçage du semi-conducteur est donné au moment où la surface $s(t)$ atteint $s_a(t)$, le courant alors décroît jusqu'à ce que le semi-conducteur reçoive l'ordre d'amorçage donné par le signal externe $Q(t)$ dont la fréquence impose la fréquence de découpage. Le signal $Q'(t)$, déphasé par rapport à $Q(t)$ de $\frac{T_d}{2}$ (T_d étant la période de découpage) n'a dans ce cas de figure aucune action puisque le convertisseur est déjà dans la séquence de décharge de l'inductance.

Pour des valeurs du rapport cyclique supérieures à 0,5, l'ordre d'amorçage du semi-conducteur est donné cette fois-ci lorsque la surface $s(t)$ atteint $s_a(t)$. Le courant croît alors jusqu'au moment où le semi-conducteur reçoit l'ordre de désamorçage donné par le signal externe $Q'(t)$. De même, le signal $Q(t)$ n'a pas d'effet sur la commutation puisque le convertisseur est en phase de charge de l'inductance.

Les valeurs v_a et v_{-a} sont choisies de manière à ce que l'ondulation de la variable $s(t)$ soit toujours inférieure à $2.v_a$. Autrement le régulateur se comportera comme un régulateur à hystérésis. De plus, les deux rampes de compensation sont utilisées pour augmenter la plage de stabilité du système et sont déphasées l'une par rapport à l'autre de $\frac{\pi}{2}$.

3.4.2. Effet du terme non linéaire

La figure 3.10 (à gauche) représente la forme du courant lorsque le terme $K \cdot \text{signe}(i_L(t) - i_{\text{ref}}(t))$ est nul. On voit que la réponse en courant du système se fait avec un fort dépassement. Ces surintensités pouvant être dangereuses pour l'électronique de puissance ou la pile, il est nécessaire que le régulateur de courant puisse maîtriser la valeur maximale du courant. Le terme non linéaire n'intervient que lorsque l'erreur entre le courant et sa référence dépasse une limite donnée. Sur la figure 3.10 (à droite) est représentée la forme du courant lorsque le terme non linéaire est activé. On voit que le courant est bien limité au démarrage et que ce terme n'a pas d'effet en régime permanent.

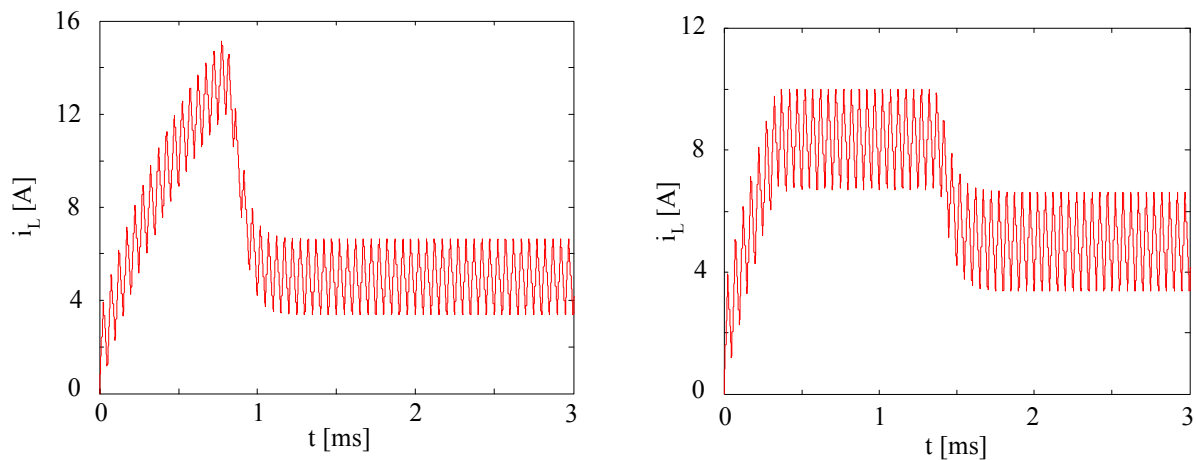


Figure 3.10. Forme du courant sans (à gauche) et avec (à droite) le terme non linéaire $K \cdot \text{signe}(i_L(t) - i_{\text{ref}}(t))$.

3.5. MODELE « PETIT SIGNAL » MOYEN CONTINU

La modélisation à l'aide de modèles « petit signal » moyens continus est largement utilisée pour obtenir une première approche du comportement du convertisseur associée à sa commande. Souvent l'on suppose que la dynamique du système est assez lente ce qui permet d'ignorer l'influence de la composante haute fréquence due au découpage sur le comportement des valeurs moyennes des variables d'état calculées sur une période de découpage.

3.5.1. Modèle du convertisseur continu-continu survolteur

On suppose que la tension aux bornes de la capacité est constante, que le convertisseur fonctionne en mode de conduction continue et que la résistance série (résistance de l'inductance et résistance interne de la pile) est négligeable. L'équation qui régit le fonctionnement du convertisseur pendant les deux phases de charge et de décharge de l'inductance est alors donnée par :

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_1 - (1-d(t)) \cdot v_2 \quad (3.14)$$

v_1 et v_2 étant respectivement les tensions d'entrée et de sortie du convertisseur, $d(t)$ est la fonction de commutation qui appartient à l'ensemble $\{0,1\}$.

Etant donné l'hypothèse énoncée auparavant à savoir que la période de découpage est très faible par rapport aux constantes de temps du système (hypothèse nécessaire pour l'obtention du modèle), on peut « moyenner » l'équation (3.14) et obtenir une équation du système au sens des valeurs moyennes:

$$L \cdot \frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = v_1 - (1-d(t)) \cdot v_2 \quad (3.15)$$

où $\langle i_L \rangle$ est la valeur moyenne du courant sur une période de découpage T_d .

Pour obtenir un modèle linéaire facile à analyser avec les outils « universels » tel que la transformée de Laplace, on construit un modèle continu petit signal. Pour ce faire, sur chaque variable x du système, une petite perturbation \hat{x} autour du point de fonctionnement X est introduite. On a donc :

$$\begin{aligned} \langle i_L \rangle &= \langle I_L \rangle + \langle \hat{i}_L \rangle \\ v_1 &= V_1 + \hat{v}_1 \\ v_2 &= V_2 + \hat{v}_2 \\ d &= D + \hat{d} \end{aligned} \quad (3.16)$$

En substituant l'équation (3.16) dans l'équation (3.15), on obtient l'équation linéarisée suivante :

$$L \cdot \frac{d\langle \hat{i}_L \rangle}{dt} = \hat{v}_1 - (1-D) \cdot \hat{v}_2 + V_2 \cdot \hat{d} \quad (3.17)$$

L'expression générale de la variation du rapport cyclique en fonction des variables d'état du système est obtenue en passant par la transformée de Laplace et en réarrangeant l'équation (3.17) :

$$\hat{d} = \frac{L \cdot s \cdot \langle \hat{i}_L \rangle - \hat{v}_1 + (1-D) \cdot \hat{v}_2}{V_2} \quad (3.18)$$

3.5.2. Modèle du régulateur de courant

Dans cette partie, on suppose que la trajectoire d'état évolue au voisinage du point d'équilibre. Le coefficient K est donc égal à zéro et le terme non linéaire n'est donc pas pris en considération.

3.5.2.1. Rapport cyclique inférieur à 0,5

En se référant à la figure 3.11, il est aisé d'obtenir géométriquement l'expression de la valeur moyenne du courant en régime établi. Cette dernière vaut :

$$\langle \hat{i}_L \rangle = I_{\text{consA}} - \frac{1}{2} \cdot \frac{(1-D) \cdot v_2 \cdot D}{L \cdot f_d} \quad (3.19)$$

où I_{consA} est la valeur crête du courant.

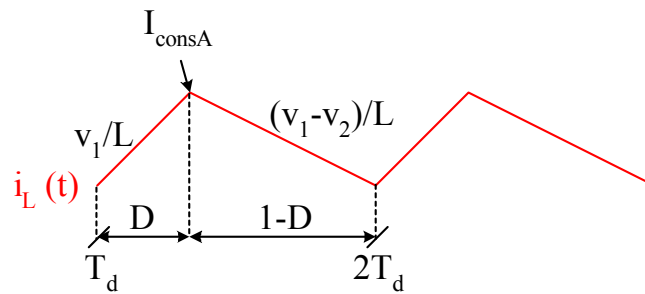


Figure 3.11. Forme du courant pour $D < 0,5$.

De la même manière, on introduit une petite variation sur chaque variable du système. On note \hat{y} une petite variation de la variable y . On aboutit alors à l'équation suivante :

$$\langle \hat{i}_L \rangle = \hat{I}_{\text{consA}} - \hat{v}_2 \cdot \frac{(1-D) \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_d} - \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \cdot \hat{d} \quad (3.20)$$

De plus, l'équation (3.12) de la loi de commande s'exprime à $t = D \cdot T_d$ par :

$$s(D \cdot T_d) = (I_{\text{consA}} - i_{\text{ref}}) + K_i \cdot x(t_0) = v_a + m_c \cdot \left(\frac{T}{2} - D_d \cdot T \right) \quad (3.21)$$

avec :

$$x(t_0) = \int_0^{t_0} (\langle \hat{i}_L \rangle - i_{\text{ref}})(\tau) \cdot d\tau \quad (3.22)$$

Ce qui permet d'obtenir l'expression de I_{consA} :

$$I_{\text{consA}} = i_{\text{ref}} - K_i \cdot x + v_a + m_c \cdot \left(\frac{T}{2} - D \cdot T_d \right) \quad (3.23)$$

L'introduction d'une petite variation sur chaque variable de l'équation (3.23) conduit à :

$$\hat{I}_{\text{consA}} = \hat{i}_{\text{ref}} - K_i \cdot \hat{x} - \hat{d} \cdot T_d \cdot m_c \quad (3.24)$$

En passant par la transformée de Laplace et en substituant l'équation (3.24) dans l'équation (3.20), on obtient l'équation suivante :

$$\langle \hat{i}_L \rangle \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) = \hat{i}_{\text{ref}} \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) - \hat{v}_2 \cdot \frac{(1-D) \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_d} - \left(m_c \cdot T + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \right) \cdot \hat{d} \quad (3.25)$$

En substituant la valeur de \hat{d} donnée par l'équation (3.18) dans l'équation (3.25), on obtient :

$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_L \rangle \cdot \left(s^2 \cdot \frac{L}{V_2} \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \right) + s + K_i \right) = \hat{i}_{\text{ref}} \cdot (s + K_i) + \\ \frac{\hat{v}_1}{V_2} \cdot s \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \right) - \\ \hat{v}_2 \cdot s \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{D}{2 \cdot L \cdot f_d} + \frac{1}{V_2} \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \right) \right) \end{aligned} \quad (3.26)$$

qui se réécrit comme suit :

$$\hat{i}_L = \hat{i}_{\text{ref}} \cdot H_{c-c} + \hat{v}_1 \cdot H_{c-v_1} + \hat{v}_2 \cdot H_{c-v_2} \quad (3.27)$$

L'équation (3.27) représente le modèle moyen petit signal de la boucle de courant autour du point de fonctionnement représenté schématiquement sur la figure 3.12.

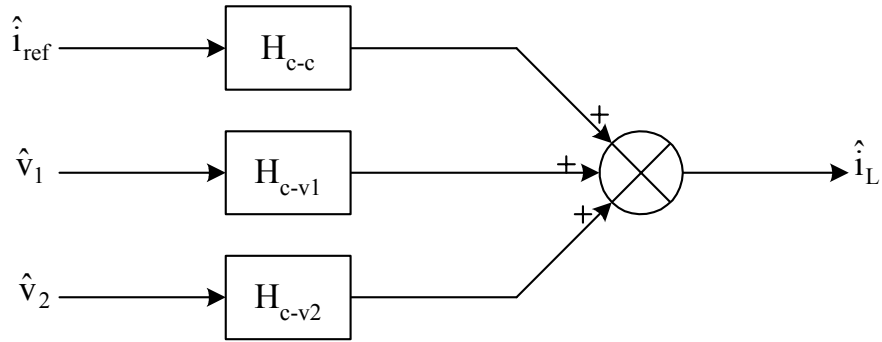


Figure 3.12. Modèle moyen continu petit signal.

On en déduit aisément la fonction de transfert courant - commande et l'impédance d'entrée du convertisseur :

$$\frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{i}_{ref}} = \frac{s + K_i}{s^2 \cdot A + s + K_i} \quad (3.28)$$

$$Z_{en} = \frac{\hat{v}_1}{\langle \hat{i}_L \rangle} = L \cdot \frac{s^2 \cdot A + s + K_i}{s \cdot A}$$

avec :

$$A = \frac{L}{V_2} \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1 - 2 \cdot D) \right)$$

3.5.2.2. Rapport cyclique supérieur à 0,5

Pour des rapports cycliques supérieurs à 0,5, c'est la partie inférieure (figure 3.13) qui régule le courant.

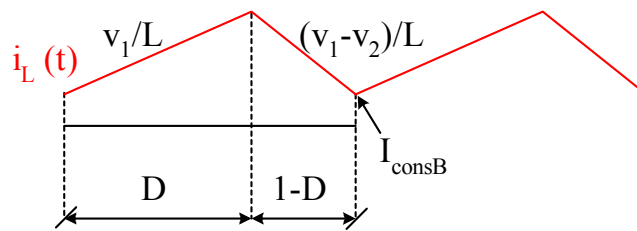


Figure 3.13. Forme du courant pour $D > 0,5$.

La même démarche que précédemment est suivie. La valeur moyenne du courant vaut :

$$\langle \hat{i}_L \rangle = I_{consB} + \frac{1}{2} \cdot \frac{(1-D) \cdot v_2 \cdot D}{L \cdot f_d} \quad (3.29)$$

où I_{consB} est la valeur minimale du courant.

L'équation (3.12) de la loi de commande s'exprime à $t = (1-D) \cdot T_d$ par :

$$s \left(\frac{T_d}{2} - D \cdot T_d \right) = (I_{\text{consB}} - i_{\text{ref}}) + K_i \cdot x(t_0) = -v_a + m_c \cdot \left(-\frac{T_d}{2} + (1-D) \cdot T_d \right) \quad (3.30)$$

d'où :

$$I_{\text{consB}} = i_{\text{ref}} - K_i \cdot x(t_0) - v_a - m_c \cdot \left(D \cdot T_d - \frac{T_d}{2} \right) \quad (3.31)$$

Pour une petite variation autour du point de fonctionnement des variables du système, on obtient :

$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_L \rangle &= \hat{I}_{\text{consB}} + \hat{v}_2 \cdot \frac{(1-D) \cdot D}{2 \cdot L \cdot f_d} + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1-2 \cdot D) \cdot \hat{d} \\ \hat{I}_{\text{consB}} &= \hat{i}_{\text{ref}} - K_i \cdot \hat{x} - m_c \cdot \hat{d} \cdot T_d \end{aligned} \quad (3.32)$$

avec :

$$x(t_0) = \int_0^{t_0} (i - i_{\text{ref}})(\tau) \cdot d\tau$$

En substituant l'équation (3.18) qui donne l'expression de \hat{d} dans (3.32) et en passant par la transformée de Laplace, on obtient l'équation générale du modèle moyen petit signal développé autour du point de fonctionnement qui est représenté schématiquement sur la figure 3.12 (même représentation que pour $D < 0,5$) :

$$\begin{aligned} \langle \hat{i}_L \rangle \cdot \left(s^2 \cdot \frac{L}{V_2} \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (2 \cdot D - 1) \right) + s + K_i \right) &= \hat{i}_{\text{ref}} \cdot (s + K_i) + \\ &\frac{\hat{v}_1}{V_2} \cdot s \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (2 \cdot D - 1) \right) + \\ \hat{v}_2 \cdot s \cdot (1-D) \cdot \left(\frac{D}{2 \cdot L \cdot f_d} - \frac{1}{V_2} \cdot \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (2 \cdot D - 1) \right) \right) \end{aligned} \quad (3.33)$$

De même, la fonction de transfert courant-commande et l'impédance d'entrée du convertisseur valent :

$$\begin{aligned} \frac{\langle \hat{i}_L \rangle}{\hat{i}_{\text{ref}}} &= \frac{s + K_i}{s^2 \cdot A + s + k_i} \\ Z_{\text{en}} = \frac{\hat{v}_1}{\langle \hat{i}_L \rangle} &= L \cdot \frac{s^2 \cdot A + s + K_i}{s \cdot A} \end{aligned} \quad (3.34)$$

avec :

$$A = \frac{L}{V_2} \left(m_c \cdot T_d + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (2 \cdot D - 1) \right)$$

3.5.2.3. Choix des paramètres du régulateur de courant

Dans chaque cas considéré, les pôles de la fonction de transfert courant-commande doivent être négatifs pour assurer la stabilité du système. Cependant, il est préférable de dimensionner le système de manière à avoir des pôles complexes conjugués pour rattraper rapidement l'erreur statique. Cela entraîne une limitation pour m_c exprimée dans le premier cas par :

$$m_{c(a)} > m_{c0(a)}$$

avec :

$$m_{c0(a)} = \frac{V_2}{4 \cdot L \cdot k_i \cdot T_d} + \frac{V_2}{2 \cdot L} \cdot (2 \cdot D - 1)$$

et dans le deuxième cas par :

$$m_{c(-a)} > m_{c0(-a)}$$

avec :

$$m_{c0(-a)} = \frac{V_2}{4 \cdot L \cdot k_i \cdot T_d} + \frac{V_2}{2 \cdot L} \cdot (1 - 2 \cdot D)$$

Cependant, les résultats de simulation montrent un comportement anormal du régulateur de courant. En effet, des instabilités sont toujours présentes (apparition de cycle 2-T période) bien que les conditions établies sur m_c soient respectées. La figure 3.14 montre les lacunes du modèle moyen basse fréquence à prédire ces instabilités. En effet, bien que les pôles issus de la modélisation précédente soient tous à partie réelle négative (figure 3.14, en haut), des cycles multi-harmoniques peuvent apparaître dans l'allure des courants (figure 3.14, en bas).

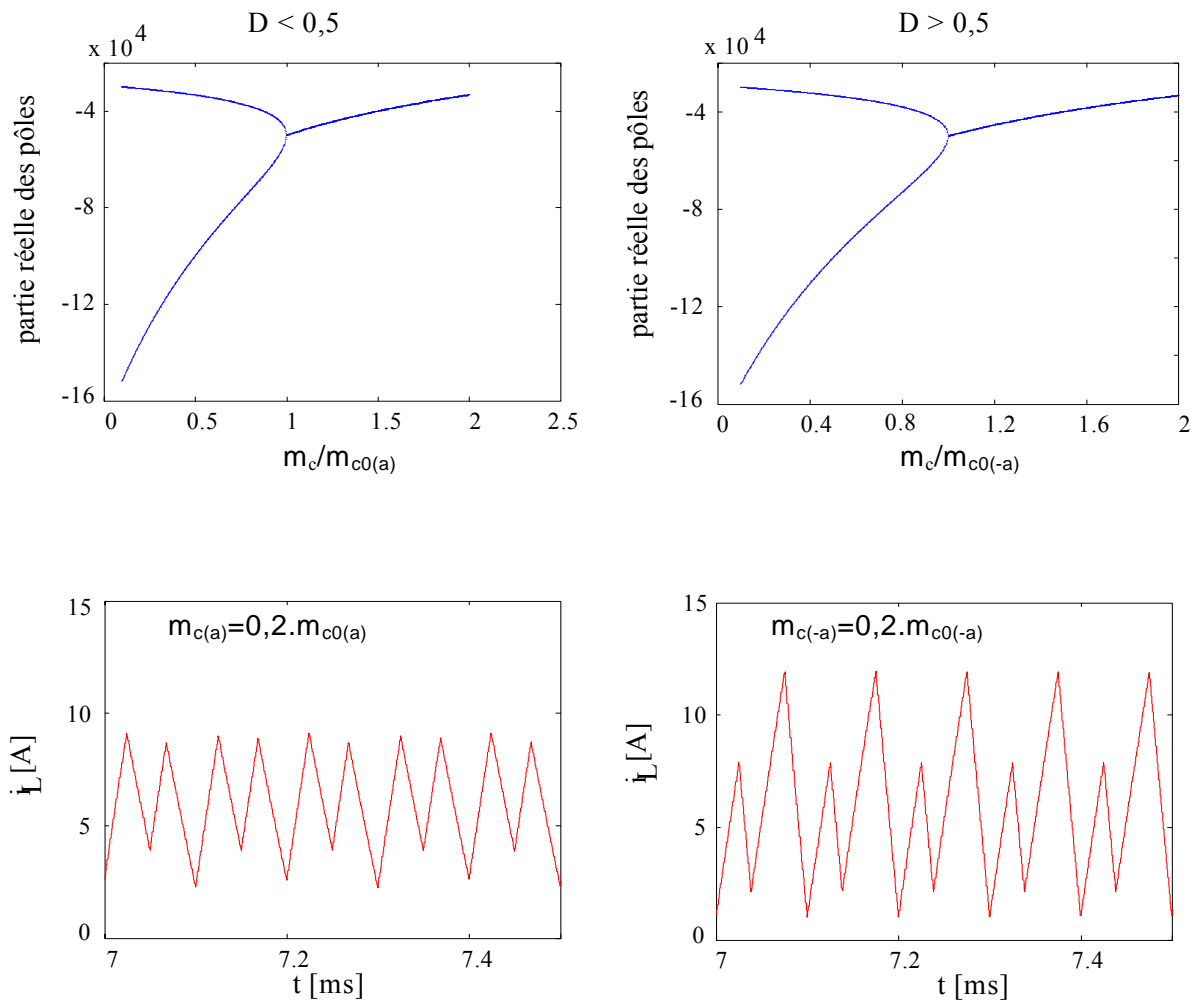


Figure 3.14. Représentation de la partie réelle des pôles (en haut). Evolution du courant (en bas). Rapports cycliques inférieurs à 0,5 (à gauche) et supérieurs à 0,5 (à droite) (paramètres de simulation du tableau 3.1).

$V_1 = 24 \text{ V}$ $L = 85 \text{ } \mu\text{H}$ $i_{\text{ref}} = 6 \text{ A}$ $k_i = 25 \text{ 000}$ $f_d = 20 \text{ kHz}$ $R = 0,2 \text{ } \Omega$	$D < 0,5$	$V_2 = 40$
	$D > 0,5$	$V_2 = 60$

Tableau 3.1. Paramètres de simulation.

3.6. MODELE « PETIT SIGNAL » MOYEN DISCRET

Dans cette partie, nous allons proposer une modélisation discrète au sens des valeurs moyennes pour cette structure hybride de régulateur de courant. Ce modèle moyen est construit en ne considérant que les valeurs aux instants où ont lieu les commutations (ouverture et fermeture du semi-conducteur). L'intérêt d'un tel modèle est qu'il tient compte de l'effet introduit par le découpage.

Pour ce faire, on définit $\Delta Y = \hat{Y} - Y$ comme étant la différence entre Y la valeur en régime établi et \hat{Y} sa valeur en régime perturbé. On supposera ces variations petites ce qui permettra de développer au premier ordre les relations de récurrence que vérifie le système.

3.6.1. Modèle du régulateur de courant

3.6.1.1. Rapport cyclique inférieur à 0,5

La figure 3.15 représente l'évolution du courant sur deux périodes en régimes établi et perturbé où les diverses grandeurs utilisées pour la modélisation sont représentées.

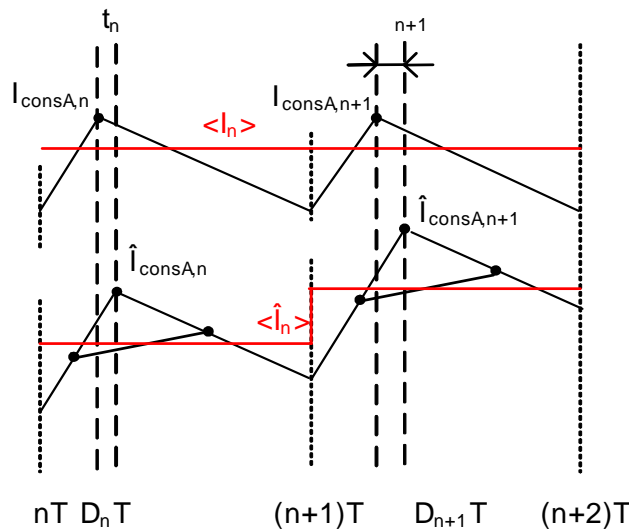


Figure 3.15. Représentation des grandeurs pour la modélisation quand $D < 0,5$.

La valeur moyenne du courant en régime établi est donnée par :

$$\langle i_{L,n+1} \rangle = I_{\text{consA},n} - \frac{V_1 \cdot T_d}{2 \cdot L} \cdot D_n^2 + \frac{(V_1 - V_2) \cdot T_d}{2 \cdot L} \cdot (1 - D_n)^2 \quad (3.35)$$

et celle du courant en régime perturbé :

$$\langle \hat{i}_{L,n+1} \rangle = \hat{i}_{\text{consA},n} - \frac{V_1}{2 \cdot L \cdot T_d} \cdot (D_n \cdot T_d + t_n)^2 - \frac{V_2 - V_1}{2 \cdot L \cdot T_d} \cdot (T_d - D_n \cdot T_d - t_n)^2 \quad (3.36)$$

Les valeurs de $I_{\text{consA},n}$ et de $\hat{I}_{\text{consA},n}$ sont calculées grâce aux deux relations implicites de commande :

$$\begin{aligned} I_{\text{consA},n} &= i_{\text{ref},n+1} - K_i \cdot \left(x_n + \int_{n \cdot T_d}^{(n+D_n) \cdot T_d} (i_L(\tau) - i_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \right) + V_a - m_c \cdot \left(D_n \cdot T_d - \frac{T_d}{2} \right) \\ \hat{I}_{\text{consA},n} &= \hat{i}_{\text{ref},n+1} - K_i \cdot \left(\hat{x}_n - \int_{n \cdot T_d}^{(n+D_n) \cdot T_d + t_n} (\hat{i}_L(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \right) + V_a - m_c \cdot \left(D_n \cdot T_d + t_n - \frac{T_d}{2} \right) \end{aligned} \quad (3.37)$$

avec :

$$\begin{aligned} x_n &= \int_0^{n \cdot T_d} (i_{L,n}(\tau) - i_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \\ \hat{x}_n &= \int_0^{n \cdot T_d} (\hat{i}_{L,n}(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \end{aligned} \quad (3.38)$$

et :

$$\int_{n \cdot T_d}^{(n+1) \cdot T_d} (i_{L,n}(\tau) - i_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau = \int_{n \cdot T_d}^{(n+D_n) \cdot T_d} (i_{L,n}(\tau) - i_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau + \int_{(n+D_n) \cdot T_d}^{(n+1) \cdot T_d} (i_{L,n}(\tau) - i_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \quad (3.39)$$

$$\int_{n \cdot T_d}^{(n+1) \cdot T_d} (\hat{i}_{L,n}(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau = \int_{n \cdot T_d}^{(n+D_n) \cdot T_d + t_n} (\hat{i}_{L,n}(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau + \int_{(n+D_n) \cdot T_d + t_n}^{(n+1) \cdot T_d} (\hat{i}_{L,n}(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \quad (3.40)$$

En utilisant les équations (3.35) et (3.36) il est possible d'exprimer la variation du courant moyen sous la forme :

$$\langle \Delta i_{L,n+1} \rangle = \langle \hat{i}_{L,n+1} \rangle - \langle i_{L,n+1} \rangle = \Delta i_{\text{consA},n} + \left(\frac{(1-D) \cdot V_2}{L} - \frac{V_1}{L} \right) \cdot t_n - \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot T} \cdot t_n^2 \quad (3.41)$$

A l'aide de (3.37), il est possible d'exprimer la variation de courant crête en fonction des variations de courant de référence, des variations du terme intégral et de t_n . Il vient après linéarisation au premier ordre :

$$\begin{aligned} \Delta i_{\text{consA},n} &= \hat{i}_{\text{consA},n} - i_{\text{consA},n} = \\ \Delta i_{\text{ref},n+1} &- \frac{K_i}{1 + K_i \cdot D_n \cdot T_d} \cdot \Delta x_n + \frac{-2 \cdot L \cdot m_c + V_1 \cdot K_i \cdot D_n \cdot T_d}{2 \cdot L \cdot (1 + K_i \cdot D_n \cdot T_d)} \cdot t_n \end{aligned} \quad (3.42)$$

De même l'utilisation des équations (3.38) à (3.40) après intégration et linéarisation au premier ordre conduit à :

$$\Delta x_{n+1} = \hat{x}_{n+1} - x_{n+1} = \Delta x_n - T_d \cdot \Delta i_{\text{ref},n+1} + T_d \cdot \Delta i_{\text{consA},n} - \frac{1}{L} (V_2 \cdot (D_n \cdot T_d - T_d) + V_1 \cdot T_d) \cdot t_n \quad (3.43)$$

Le modèle moyen du convertisseur permet d'obtenir une relation supplémentaire liant t_n à la variation du courant moyen :

$$t_n = \frac{L \cdot (\langle \Delta i_{L,n+1} \rangle - \langle \Delta i_{L,n} \rangle)}{V_2} \quad (3.44)$$

Après la linéarisation si nécessaire des équations récurrentes (3.41) à (3.44) et leur transformation par la transformée en z , il est possible d'éliminer les intermédiaires de calcul $t(z)$, $\Delta i_{\text{consA}}(z)$ et $\Delta x(z)$.

La relation obtenue conduit au modèle moyen du système en boucle fermée :

$$\langle \Delta i_L(z) \rangle \cdot [z^2 \cdot A + z \cdot B + C] = \Delta i_{\text{ref}} \cdot [z^2 \cdot E + F \cdot z] \quad (3.45)$$

où :

$$\begin{aligned} A &= 2 \cdot D_n \cdot V_2 + 2 \cdot L \cdot m_c + K_i \cdot D_n \cdot T_d \cdot V_1 + 2 \cdot V_1 + 2 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \\ B &= 2 \cdot V_2 - 4 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d + 2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot V_1 - 4 \cdot L \cdot m_c - 4 \cdot D_n \cdot V_2 - 4 \cdot V_1 \\ &\quad + 6 \cdot K_i \cdot T_d \cdot D_n \cdot V_2 - 6 \cdot V_1 \cdot K_i \cdot D_n \cdot T_d \\ C &= -2 \cdot V_2 + 2 \cdot V_1 + 5 \cdot V_1 \cdot K_i \cdot D_n \cdot T_d - 2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot V_1 + 2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot V_2 \\ &\quad + 2 \cdot D_n \cdot V_2 - 6 \cdot K_i \cdot T_d \cdot D_n \cdot V_2 + 2 \cdot L \cdot m_c + 2 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \\ E &= 2 \cdot V_2 \cdot (K_i \cdot D_n \cdot T_d + 1) \\ F &= 2 \cdot V_2 \cdot (K_i \cdot (1 - D_n) \cdot T_d - 1) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Dans la suite de ce chapitre on pose $m_{c0} = \frac{V_2}{L}$. Cette relation est établie simplement pour avoir une valeur arbitraire de m_c qui permettra de tracer ensuite le diagramme de bifurcation.

La figure 3.16 (à gauche) représente le tracé du lieu des pôles de l'équation (3.45) lorsque $\frac{m_c}{m_{c0}}$ varie entre 0 et 2 pour les mêmes paramètres que précédemment (tableau 3.1).

Les pôles du système restent à l'intérieur du cercle unité ce qui prouve la stabilité du système au sens des valeurs moyennes. L'évolution du courant pour $m_c = 0,1 \cdot m_{c0}$ (figure 3.16, à droite) indique un début de doublement de la période bien que les pôles du modèle moyen soient à l'intérieur du cercle unité.

Le passage du modèle discret à un modèle continu (notre système étant de nature continue) s'effectue en théorie par l'application suivante :

$$z = e^{s \cdot T_d} \quad (3.47)$$

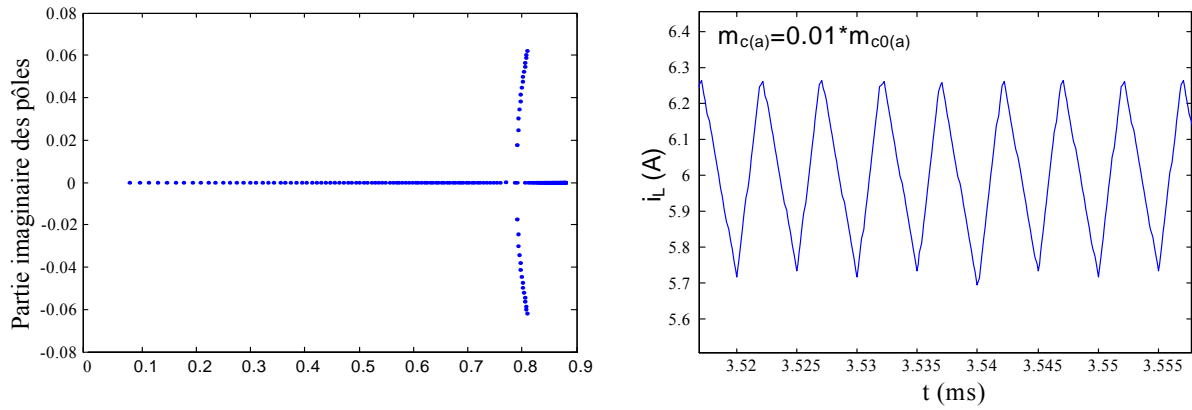


Figure 3.16. Tracé du lieu des pôles de la fonction de transfert en z (à gauche). Evolution du courant pour $m_c = 0,01 \cdot m_{c0}$ (à droite).

L'approximation de Padé du deuxième ordre [37] permet d'obtenir une approximation de la fonction exponentielle :

$$e^{s \cdot T_d} = \frac{1 + \frac{s}{2 \cdot f_d} + \frac{s^2}{12 \cdot f_d^2}}{1 - \frac{s}{2 \cdot f_d} + \frac{s^2}{12 \cdot f_d^2}} = \frac{\text{Num}(s)}{\text{Den}(s)} \quad (3.48)$$

La transformée de Laplace des entrées échantillonnées $X_{ac}(s)$ est supposée égale à $X_{ac}(s) = \frac{1}{T_e} \cdot X_a(s)$, en ne considérant que les fréquences de $X_{ac}(s)$ comprises dans l'intervalle $\left[-\frac{F_e}{2}, \frac{F_e}{2}\right]$. Les signaux d'entrée discrétisés sont alors le résultat de la convolution d'une fonction porte avec les signaux d'entrée échantillonnés. La fonction de transfert dans le domaine de Laplace s'exprime alors par :

$$\frac{\langle \Delta i_L(s) \rangle}{\Delta i_{ref}(s)} = \frac{\text{Num}(s)^2 \cdot D + \text{Den}(s) \cdot \text{Num}(s) \cdot E}{\text{Num}^2(s) \cdot A + \text{Den}(s) \cdot \text{Num}(s) \cdot B + \text{Den}^2(s) \cdot C} \cdot \frac{1}{\text{Num}(s)} \quad (3.49)$$

On peut alors tracer le diagramme de Bode des deux fonctions de transfert en courant basse et haute fréquences données par les équation (3.28) et (3.49) (figure 3.17) pour $m_c = 1,1 \cdot m_{c0}$ et une fréquence de découpage f_d égale à 100 kHz. Les valeurs des autres paramètres sont ceux donnés dans le tableau 3.1.

On remarque que les deux modèles sont identiques à basse fréquence (figure 3.17, à gauche) et différents en haute fréquence, un pôle supplémentaire dû au découpage apparaissant alors pour des fréquences supérieures à la fréquence de découpage (figure 3.17, à droite). De plus, on a représenté sur la figure 3.17 (à gauche) le diagramme de Bode obtenu par la simulation, en introduisant une petite perturbation sur la référence du courant. On remarque une bonne adéquation entre modèle théorique et résultats issus de la simulation numérique.

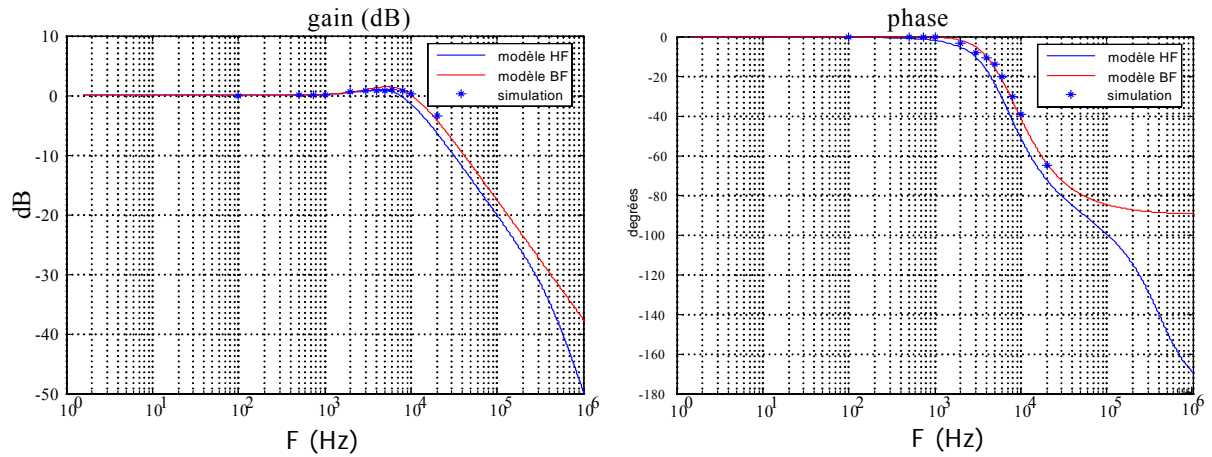


Figure 3.17. Diagramme de Bode.

Modèle basse fréquence (en rouge). Modèle haute fréquence (en bleu).

Diagramme obtenu par simulation (étoiles) avec $m_c = 1,1.m_{c0}$ et $f_d = 100$ kHz.

L'étude effectuée permet d'évaluer le temps de réponse, la pulsation de coupure de l'asservissement et le dépassement du système. Sur la figure 3.18 sont présentées les réponses indicielles obtenues par les modèles discrets (figure 3.18-A) et continus (figure 3.18-B) ainsi que par simulation. Les paramètres de commande sont ceux choisis précédemment pour obtenir les diagrammes de Bode présentés sur la figure 3.17. Le résultat de simulation pour un échelon de courant de 6 à 7 A montre un temps de réponse de 3 périodes de découpage et un dépassement voisin de 10 % (figure 3.18-C) Ces résultats sont cohérents avec ceux prédits par les modèles discrets et continus.

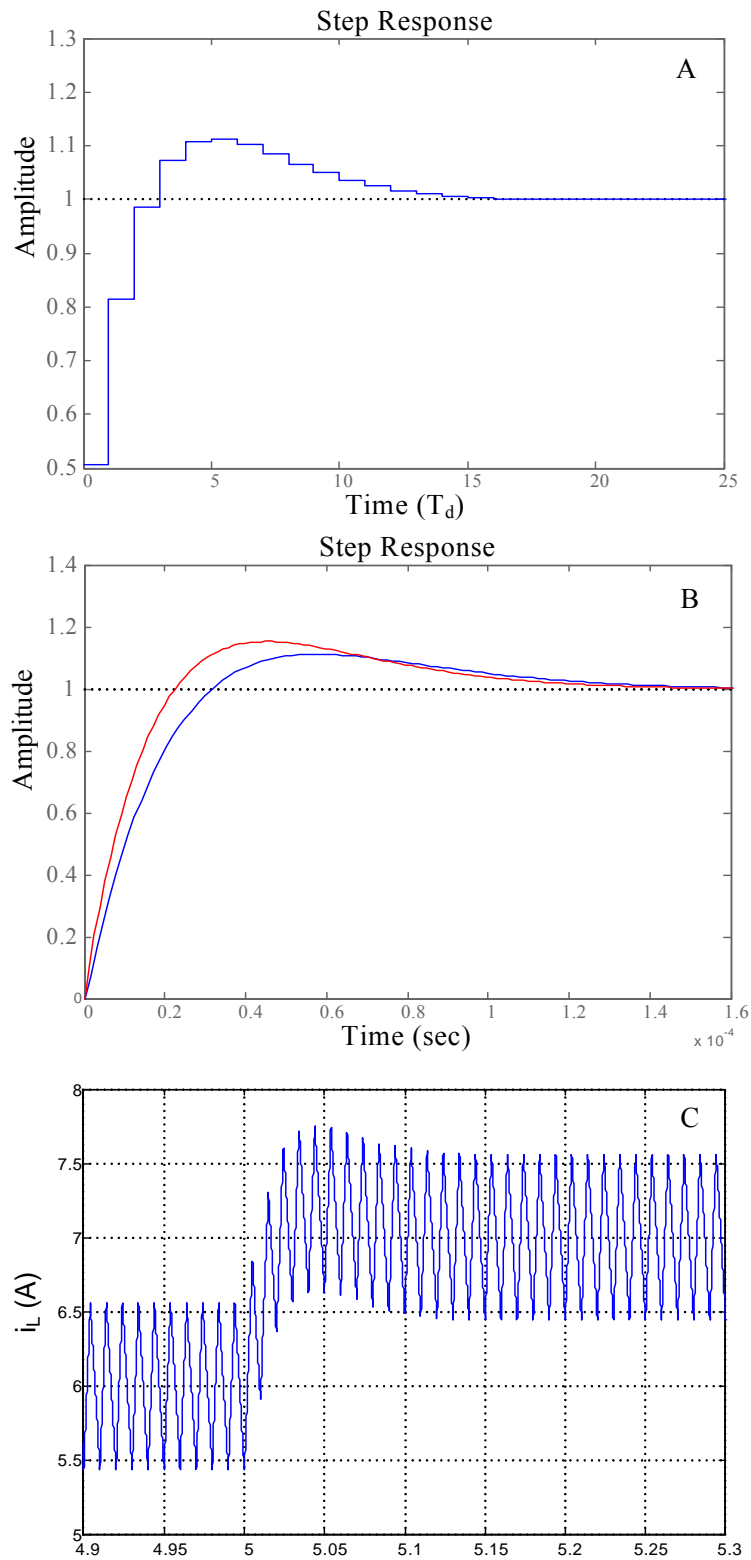


Figure 3.18. Réponse indicielle à un échelon de référence, $m_c = 1,1.m_{c0}$.
 Modèle moyen discret (A), modèle continu obtenu avec l'approximation de Padé (B, en bleu), modèle basse fréquence (B, en rouge) et résultat de simulation (C).

3.6.1.2. Rapport cyclique supérieur à 0,5

La figure 3.19 représente l'évolution du courant sur deux périodes en régimes établi et perturbé. Les diverses grandeurs utilisées pour la modélisation y sont représentées.

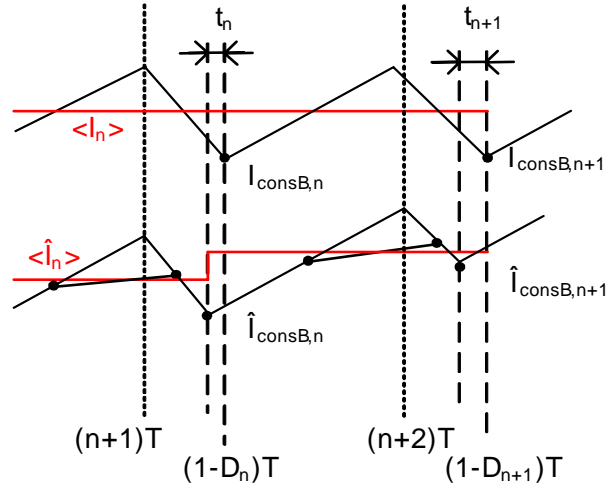


Figure 3.19. Représentation des grandeurs pour la modélisation quand $D > 0,5$.

Le modèle moyen pour des rapports cycliques supérieurs à 0,5 est établi en suivant la même méthodologie que précédemment. La valeur moyenne du courant s'exprime par :

$$\langle \hat{i}_{L,n} \rangle = I_{\text{consB},n} + \frac{V_1}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot D_n^2 + \frac{V_2 - V_1}{2 \cdot L \cdot f_d} \cdot (1 - D_n)^2 \quad (3.50)$$

En régime perturbé, cette dernière devient :

$$\langle \hat{\hat{i}}_{L,n} \rangle = \hat{I}_{\text{consB},n} + \frac{(V_2 - V_1) \cdot T_d}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - D_n - \frac{t_n}{T_d} \right)^2 + \frac{V_1 \cdot T_d}{2 \cdot L} \cdot \left(D_n + \frac{t_n}{T_d} \right)^2 \quad (3.51)$$

L'évaluation en régime normal et perturbé de la loi de commande au moment où la variable $s(t)$ touche la rampe inférieure, permet d'obtenir deux relations complémentaires :

$$\begin{aligned} I_{\text{consB},n} &= \hat{i}_{\text{ref},n+1} - K_i \cdot \left(x_n + \int_{n \cdot T_d}^{(n+(1-D_n)) \cdot T_d} (i_{L,n}(\tau) - \hat{i}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \right) - m_c \cdot \left((1 - D_n) \cdot T_d - \frac{T_d}{2} \right) - V_a \\ \hat{I}_{\text{consB},n} &= \hat{\hat{i}}_{\text{ref},n+1} - K_i \cdot \left(\hat{x}_n - \int_{n \cdot T_d}^{(n+(1-D_n)) \cdot T_d - t_n} (\hat{i}_{L,n}(\tau) - \hat{\hat{i}}_{\text{ref},n+1}) \cdot d\tau \right) - m_c \cdot \left((1 - D_n) \cdot T_d - t_n - \frac{T_d}{2} \right) - V_a \end{aligned} \quad (3.52)$$

La variation de la valeur crête, linéarisée au premier ordre, s'exprime alors par :

$$\begin{aligned}\Delta I_{\text{consB},n} &= \hat{I}_{\text{consB},n} - I_{\text{consB},n} \\ &= \Delta i_{\text{ref},n+1} - \frac{K_i}{-1 + K_i \cdot (1 - D_n) \cdot T_d} \cdot \Delta x_n \\ &\quad + \frac{-2 \cdot L \cdot m_c + V_1 \cdot K_i \cdot T_d \cdot (2 \cdot -3 \cdot D_n) + 2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot (-1 + D_n)}{2 \cdot L \cdot (-1 + K_i \cdot (1 - D_n) \cdot T_d)} \cdot t_n\end{aligned}\quad (3.53)$$

et la variation de la valeur moyenne du courant par :

$$\langle \Delta i_{L,n+1} \rangle = \langle \hat{i}_{L,n+1} \rangle - \langle i_{L,n+1} \rangle = \Delta i_{\text{consB},n} - \left(\frac{(1-D) \cdot V_2}{L} - \frac{V_1}{L} \right) \cdot t_n + \frac{V_2}{2 \cdot L \cdot T} \cdot t_n^2 \quad (3.54)$$

La variation du terme intégral linéarisé au premier ordre donne dans ce mode :

$$\Delta x_{n+1} = \hat{x}_{n+1} - x_{n+1} = \Delta x_n - T_d \cdot \Delta i_{\text{ref},n+1} + T_d \cdot \Delta i_{\text{consB},n} + \frac{1}{L} (V_2 \cdot T_d \cdot (D_n - 1) + V_1 \cdot T_d) \cdot t_n \quad (3.55)$$

Les autres équations nécessaires à l'obtention du modèle discret sont identiques à celles obtenues pour $D < 0,5$. La modélisation conduit alors à :

$$\langle \Delta i_L(z) \rangle \cdot [z^2 \cdot A + z \cdot B + C] = \Delta i_{\text{ref}} \cdot [z^2 \cdot E + F \cdot z] \quad (3.56)$$

avec :

$$\begin{aligned}A &= -2 \cdot D_n \cdot V_2 - 2 \cdot V_1 + 2 \cdot L \cdot m_c + 2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot V_2 (1 - 2 \cdot D_n) - K_i \cdot D_n \cdot T_d \cdot V_1 \\ &\quad + 4 \cdot V_2 + 2 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \\ B &= 6 \cdot V_1 \cdot K_i \cdot D \cdot T_d + 2 \cdot K_i \cdot D_n \cdot T_d \cdot V_1 - 4 \cdot L \cdot m_c + 4 \cdot V_1 + 4 \cdot D_n \cdot V_2 - 6 \cdot V_2 \\ &\quad - 4 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \\ C &= -2 \cdot (V_2 - V_1) + 2 \cdot L \cdot m_c - 2 \cdot K_i \cdot T_d \cdot D \cdot V_2 - K_i \cdot T_d \cdot V_1 - 2 \cdot D_n \cdot V_2 \\ &\quad + 2 \cdot D_n^2 \cdot V_2 \cdot K_i \cdot T_d \\ E &= 2 \cdot V_2 \cdot (K_i \cdot (1 - D_n) \cdot T_d + 1) \\ F &= 2 \cdot V_2 \cdot (K_i \cdot D_n \cdot T_d - 1)\end{aligned}\quad (3.57)$$

La figure 3.20 représente l'évolution des pôles de la fonction de transfert courant-commande (équation 3.56) pour une variation de m_c allant de 0 à $2 \cdot m_{c0}$. Tous les pôles se trouvent à l'intérieur du cercle unité ce qui prouve la stabilité du système au sens des valeurs moyennes.

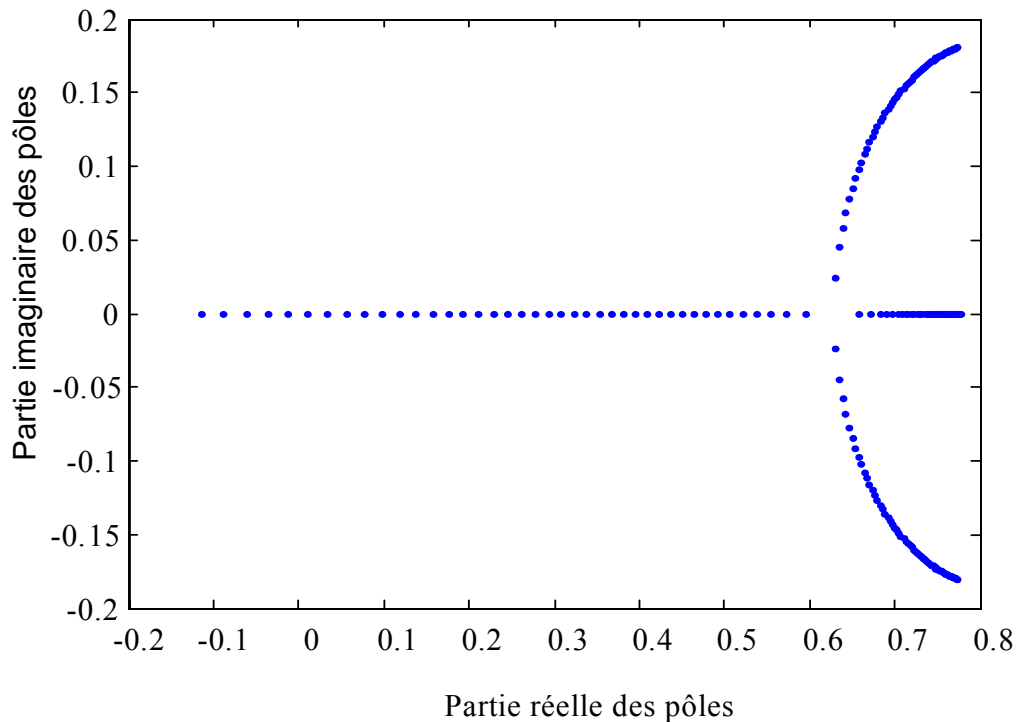


Figure 3.20. Tracé du lieu des pôles de la fonction de transfert en z.

Le passage de la transformée en z à la transformée de Laplace s'effectue avec les mêmes changements opérés lors de l'utilisation de la rampe supérieure. Les diagrammes de Bode, présentés sur la figure 3.21, obtenus par une simulation numérique et par les deux modèles moyens, sont identiques à ceux obtenus avec $D < 0.5$.

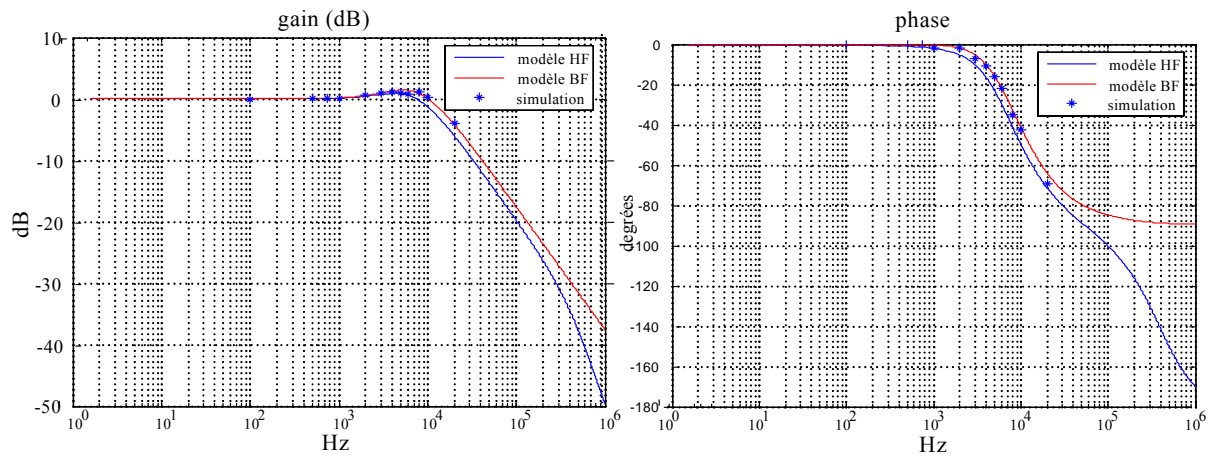


Figure 3.21. Diagramme de Bode.

Modèle basse fréquence (en rouge). Modèle haute fréquence (en bleu).

Diagramme obtenu par simulation (étoiles) avec $m_c = 1,1.m_{c0}$ et $f_d = 100\text{kHz}$.

On peut comme précédemment tracer la réponse indicielle du système à un échelon de courant de référence. Les résultats sont présentés sur la figure 3.22. Ces résultats sont, là encore, similaires à ceux obtenus dans le cas où le rapport cyclique est inférieur à 0,5.

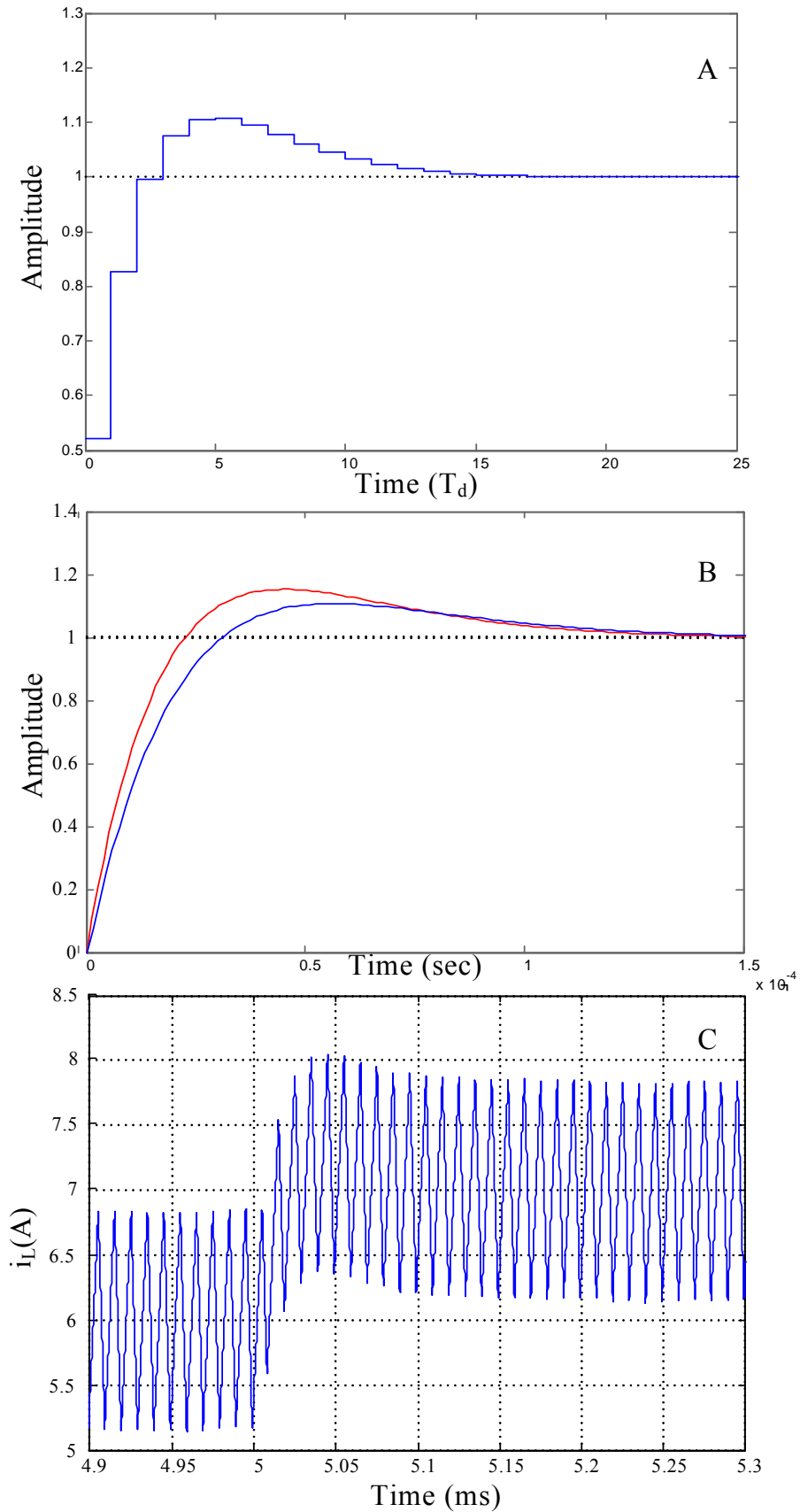


Figure 3.22. Réponse indicielle à un échelon de référence, $m_c = 1,1.m_{c0}$.
 Modèle moyen discret (A), modèle continu obtenu avec l'approximation
 de Padé (B, en bleu), modèle basse fréquence (B, en rouge) et résultat de simulation (C).

3.6.2. Limites du modèle petit signal

L'analyse des systèmes dynamiques non linéaires régis par des équations aussi simples qu'elles soient doit passer par l'étape de linéarisation autour du point de fonctionnement pour pouvoir utiliser les outils classiques employés pour les systèmes linéaires tel que la transformée de Laplace, le diagramme de Bode...

L'utilisation de modèles moyens « petit signal » basses fréquences permet dans un premier temps de définir les différentes fonctions de transferts inhérentes au système étudié et d'avoir ainsi une indication globale sur le comportement dynamique de ce dernier. Cependant, on remarque qu'ils présentent certaines limites du fait de la non prise en considération des effets dus à la commutation. Pour y remédier, on utilise des modèles moyens discrets. Ils permettent d'évaluer de manière plus précise les fonctions de transfert du système et d'affiner la connaissance des paramètres dynamiques du système. Ceux-ci (temps de réponse, dépassement) peuvent être ajustés soit par la constante intégrale K_i ou par la valeur de la rampe de compensation m_c .

Le modèle étant basé sur l'étude des variables d'état moyennées sur une période de découpage, l'analyse effectuée ne permet pas de connaître la nature exacte du cycle décrit par la trajectoire d'état du système. Or ce type de contrôle en courant avec impulsion d'amorçage et/ou de blocage peut faire apparaître des modes sub-harmoniques de fonctionnement. Des cycles multi-périodiques voire chaotiques peuvent apparaître. Pour pouvoir prédire ces phénomènes, une analyse plus poussée est nécessaire.

3.7 ANALYSE DES CYCLES LIMITES DE FONCTIONNEMENT, ETUDE DE LA ROBUSTESSE

Les principaux résultats de la théorie du chaos des systèmes dynamiques non linéaires ont été résumés au premier paragraphe de ce chapitre. On applique ces résultats pour expliquer certains phénomènes (apparition d'un doublement période...) qui n'ont pu être mis en relief par l'étude précédente. Pour ce faire, on définit tout d'abord les variables d'état de notre système puis on établit une suite récurrente qui lie ces variables à l'instant $(n + 1) \cdot T$ avec l'instant précédent $n \cdot T$.

Le diagramme de Feigenbaum ou diagramme de bifurcation est présenté avec comme paramètre de bifurcation la rampe de compensation m_c . Il est alors possible de déduire la valeur minimale que doit prendre m_c pour éviter tout comportement anormal du régulateur pour une gamme donnée de variations paramétriques.

Pour l'étude de la robustesse du régulateur de courant, un seul modèle, valable quelle que soit la valeur du rapport cyclique, est élaboré. Une fonction saturation permet de prendre en compte les deux modes de fonctionnement (rapport cyclique inférieur ou supérieur à 0,5) et d'explicitier la matrice de Jacobi. Le calcul de ses valeurs propres donne une indication sur la robustesse du régulateur proposé.

3.7.1 Etablissement du modèle récurrent

Les deux variables d'états considérées sont la valeur du courant i_L et le terme intégral de la loi de commande $I = K_i \cdot \int_0^t (i_L(\tau) - i_{ref}(\tau)) \cdot d\tau$. L'influence du terme non linéaire n'est pas pris en compte dans cette partie. En effet, l'étude se fait en régime établi autour du point de fonctionnement. L'objectif est de connaître la nature du cycle décrit par les variables d'état du système.

Pour construire notre algorithme de calcul, on subdivise en deux l'intervalle d'étude pour prendre en compte le changement de la structure de commande due au changement du rapport cyclique (inférieur ou supérieur à 0,5).

Quel que soit le mode de commande, le système est régi par les mêmes équations. Pour $t \in \left[n \cdot T, n \cdot T + \frac{T}{2} \right]$, on a sur le premier intervalle $[n \cdot T, n \cdot T + d_1 \cdot T]$:

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_1 - R \cdot i_L \quad (3.58)$$

dont la solution est donnée par :

$$i_L(t) = \left(i_{L,n} - \frac{v_1}{R} \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot [t - (n \cdot T)] \right\} + \frac{v_1}{R} \quad (3.59)$$

où $i_{L,n}$ est la valeur du courant à l'instant $n \cdot T$.

Sur le deuxième intervalle $\left[n \cdot T + d_1 \cdot T, n \cdot T + \frac{T}{2} \right]$, on a :

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_1 - v_2 - R \cdot i_L \quad (3.60)$$

dont la solution est :

$$i_L(t) = \left(i_{L,d_1} - \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot [t - (n \cdot T + d_1 \cdot T)] \right\} + \frac{v_1 - v_2}{R} \quad (3.61)$$

où i_{L,d_1} est la valeur du courant à l'instant $n \cdot T + d_1 \cdot T$.

Il est alors possible de définir une application f_1 de \mathbb{R}^3 dans \mathbb{R} qui au triplet $(i_{L,n}, I_n, d_1)$ associe la valeur du courant à l'instant $nT + T/2$:

$$f_1(i_{L,n}, I_n, d_1) = i_{L,n,T+\frac{T}{2}} = \left(i_{L,n} - \frac{v_1}{R} \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot \frac{T}{2} \right\} + \frac{v_2}{R} \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[\frac{T}{2} - d_1 \cdot T \right] \right\} + \frac{v_1 - v_2}{R} \quad (3.62)$$

De même pour le terme intégral, on peut construire une application g_1 qui à $(i_{L,n}, I_n, d_1)$ associe la valeur de l'intégral à l'instant $nT+T/2$:

$$g_1(i_{L,n}, I_n, d_1) = I_{nT+T/2} = I_{d_1} + K_i \cdot \left\{ \begin{array}{l} -\frac{L}{R} \cdot \left(i_{L,d_1} - \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \cdot \left(\exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[\frac{T}{2} - d_1 \cdot T \right] \right\} - 1 \right) \\ + \left(\frac{v_1 - v_2}{R} - i_{ref} \right) \cdot \left(\frac{T}{2} - d_1 \cdot T \right) \end{array} \right\} \quad (3.63)$$

avec :

$$I_{d_1} = I_n + K_i \cdot \left\{ -\frac{L}{R} \left(i_{L,n} - \frac{v_1}{R} \right) \left(\exp \left\{ -\frac{R}{L} [d_1 \cdot T] \right\} - 1 \right) + \left(\frac{v_1}{R} - i_{ref} \right) \cdot d_1 \cdot T \right\}$$

Pour $t \in \left[n \cdot T + \frac{T}{2}, (n+1) \cdot T \right]$, on subdivise de même l'intervalle en deux. Sur le premier intervalle $\left[n \cdot T + \frac{T}{2}, n \cdot T + \frac{T}{2} + d_2 \cdot T \right]$, on a :

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_1 - v_2 - R \cdot i_L \quad (3.64)$$

dont la solution est donnée par :

$$i_L(t) = \left(i_{L,nT+T/2} - \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[t - \left(n \cdot T + \frac{T}{2} \right) \right] \right\} + \frac{v_1 - v_2}{R} \quad (3.65)$$

Sur le deuxième intervalle $\left[n \cdot T + \frac{T}{2} + d_2 \cdot T, (n+1) \cdot T \right]$, on a :

$$L \cdot \frac{di_L}{dt} = v_1 - R \cdot i_L \quad (3.66)$$

dont la solution est donnée par :

$$i_L = \left(i_{L,d_2} - \frac{v_1}{R} \right) \cdot \exp \left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[t - \left(n \cdot T + \frac{T}{2} + d_2 \cdot T \right) \right] \right\} + \frac{v_1}{R} \quad (3.67)$$

avec i_{L,d_2} la valeur du courant à l'instant $n \cdot T + \frac{T}{2} + d_2 \cdot T$

Comme sur le premier demi intervalle, il est possible de construire deux application f_2 et g_2 de \mathbb{R}^3 dans \mathbb{R} qui au triplet $(i_{L,nT+T/2}, I_{nT+T/2}, d_2)$ associent respectivement la valeur du courant et du terme intégral à l'instant $(n+1) \cdot T$:

$$f_2(i_{L,n-T+T/2}, I_{n-T+T/2}, d_2) = i_{L,(n+1)-T} = \left(i_{L,n-T+T/2} - \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \cdot \exp\left\{ -\frac{R}{L} \cdot \frac{T}{2} \right\} - \frac{v_2}{R} \cdot \exp\left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[\frac{T}{2} - d_2 \cdot T \right] \right\} + \frac{v_1}{R} \quad (3.68)$$

$$g_2(i_{L,n-T+T/2}, I_{n-T+T/2}, d_2) = I_{(n+1)-T} = I_{d_2} + K_i \cdot \left\{ \begin{array}{l} -\frac{L}{R} \cdot \left(i_{L,d_2} - \frac{v_1}{R} \right) \cdot \left(\exp\left\{ -\frac{R}{L} \cdot \left[\frac{T}{2} - d_2 \cdot T \right] \right\} - 1 \right) \\ + \left(\frac{v_1}{R} - i_{ref} \right) \cdot \left(\frac{T}{2} - d_2 \cdot T \right) \end{array} \right\} \quad (3.69)$$

avec :

$$I_{d_2} = I_{n-T+T/2} + K_i \cdot \left\{ -\frac{L}{R} \left(i_{L,n-T+T/2} - \frac{v_1 - v_2}{R} \right) \cdot \left(\exp\left\{ -\frac{R}{L} \cdot d_2 \cdot T \right\} - 1 \right) + \left(\frac{v_1 - v_2}{R} - i_{ref} \right) \cdot d_2 \cdot T \right\}$$

d_1 et d_2 sont des variables de calcul intermédiaires qui sont les solutions des équations implicites suivantes :

$$\begin{aligned} (s - s_a)_{t=n-T+d_1 \cdot T} &= 0 \\ (s - s_{-a})_{t=n-T+\frac{T}{2}+d_2 \cdot T} &= 0 \end{aligned} \quad (3.70)$$

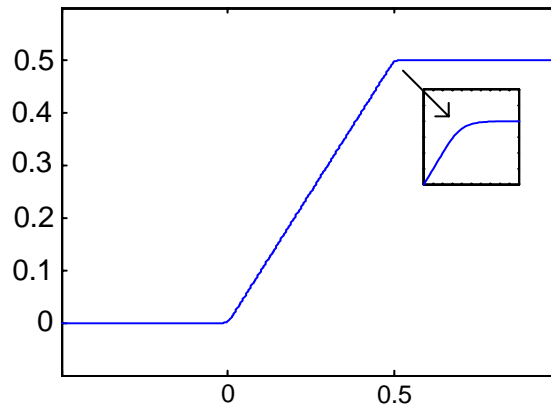
Cependant, du fait de la structure de notre régulateur de courant, il est impératif de saturer les deux valeurs d_1 et d_2 à 0,5. Pour cela, on utilise une fonction saturation de classe C^1 (figure 3.23).

La fonction saturation est alors définie par :

$$\begin{aligned} \text{si } d_1 - 0,25 < -a_0 & \quad d_1^* = \text{sat}(d_1) = 0,25 - a_0 + r \cdot \tanh\left(\frac{d_1 - 0,25 + a_0}{r}\right) \\ \text{si } -a_0 < d_1 - 0,25 < a_0 & \quad d_1^* = \text{sat}(d_1) = d_1 \\ \text{si } d_1 - 0,25 < a_0 & \quad d_1^* = \text{sat}(d_1) = 0,25 - a_0 + r \cdot \tanh\left(\frac{d_1 - 0,25 + a_0}{r}\right) \end{aligned} \quad (3.71)$$

Les valeurs des rapports cycliques satisfont alors les équations suivantes :

$$\begin{aligned} d_1^* &= \text{sat}(d_1) \\ d_2^* &= \text{sat}(d_2) \end{aligned} \quad (3.72)$$


 Figure 3.23. Forme de la fonction saturation, ($a_0 = 0,24$, $r = 0,25 - a_0$).

On peut maintenant réécrire les quatre fonctions f_1 , f_2 , g_1 et g_2 en fonction uniquement des rapports cycliques obtenus après saturation

Sur le premier intervalle de temps $\left[n \cdot T, n \cdot T + \frac{T}{2} \right]$, on a :

$$\begin{aligned} i_{L,n \cdot T + \frac{T}{2}} &= f_1(i_{L,n \cdot T}, d_1^*, I_{n \cdot T}) \\ I_{n \cdot T + \frac{T}{2}} &= g_1(i_{L,n \cdot T}, d_1^*, I_{n \cdot T}) \end{aligned} \quad (3.73)$$

et sur le deuxième $\left[n \cdot T + \frac{T}{2}, (n+1) \cdot T \right]$:

$$\begin{aligned} i_{L,(n+1) \cdot T} &= f_2\left(i_{L,n \cdot T + \frac{T}{2}}, d_2^*, I_{n \cdot T + \frac{T}{2}}\right) \\ I_{(n+1) \cdot T} &= g_2\left(i_{L,n \cdot T + \frac{T}{2}}, d_2^*, I_{n \cdot T + \frac{T}{2}}\right) \end{aligned} \quad (3.74)$$

Il est maintenant possible de définir une suite $X_n = (i_{L,n \cdot T}, I_{n \cdot T}, n \cdot T)$ et une application H de $\mathfrak{R}^3 \rightarrow \mathfrak{R}^3$ telle que : $X_{n+1} = H(X_n)$. Les rapports cycliques d_1^* et d_2^* sont alors des intermédiaires de calcul déduits des relations implicites (3.70) et de la fonction de saturation (3.72).

Les équations permettant l'étude des cycles limites sont ainsi déterminées.

3.7.2. Calcul des multipliers de Floquet

Comme il a été mentionné dans les rappels préliminaires tout au début du chapitre, pour étudier la stabilité des cycles limites T -périodiques, il faut calculer les multipliers de Floquet (valeurs propres de la matrice de Jacobi de H) au point fixe du système et pour que le cycle décrit par la trajectoire du système soit stable, il faut que ceux-ci soient à l'intérieur du

cerce unité. Le passage d'un cycle limite T-période à un cycle 2T-période est observé lorsque la rampe de compensation m_c est utilisée comme paramètre de bifurcation.

Dans la majorité des travaux de recherches déjà menés jusqu'ici sur les convertisseurs continu-continu [38-44], le chaos, lorsque la perte totale de périodicité est observée, apparaît lors de la variation de l'un des paramètres du système. Parfois, à l'intérieur du chaos même apparaît ce qu'on appelle « des fenêtres de stabilité » où le système retrouve la périodicité avant de la reperdre [43]. En outre, le chaos, dans certains cas, peut être exploité pour améliorer la compatibilité électromagnétique du dispositif [45].

Le calcul des valeurs propres de la matrice de Jacobi de H nécessite en premier lieu la détermination de cette matrice. L'application H vue précédemment n'est obtenue que sous une forme implicite. Il est cependant possible d'obtenir une expression explicite de sa matrice de Jacobi. Pour ce faire, envisageons de petites variations autour du point fixe du système :

$$\begin{aligned}
 df_1 &= \frac{\partial f_1}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial f_1}{\partial I} dI + \frac{\partial f_1}{\partial d_1^*} dd_1^* \\
 df_2 &= \frac{\partial f_2}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial f_2}{\partial I} dI + \frac{\partial f_2}{\partial d_2^*} dd_2^* \\
 dg_1 &= \frac{\partial g_1}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial g_1}{\partial I} dI + \frac{\partial g_1}{\partial d_1^*} dd_1^* \\
 dg_2 &= \frac{\partial g_2}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial g_2}{\partial I} dI + \frac{\partial g_2}{\partial d_2^*} dd_2^*
 \end{aligned} \tag{3.75}$$

où dd_1^* et dd_2^* sont déduites des équations implicites de commande et de la fonction de saturation. On a :

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial s_1}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_1}{\partial I} dI + \frac{\partial s_1}{\partial d_1} dd_1 = 0 &\Rightarrow dd_1 = -\left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1}\right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_1}{\partial I} dI\right) \\
 \frac{\partial s_2}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_2}{\partial I} dI + \frac{\partial s_2}{\partial d_2} dd_2 = 0 &\Rightarrow dd_2 = -\left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2}\right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_2}{\partial I} dI\right)
 \end{aligned} \tag{3.76}$$

De plus, d_1^* et d_2^* sont les images de d_1 et d_2 par la fonction saturation et :

$$\begin{aligned}
 dd_1^* &= \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} dd_1 \\
 dd_2^* &= \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} dd_2
 \end{aligned} \tag{3.77}$$

d'où :

$$\begin{aligned} dd_1^* &= \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left[- \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_1}{\partial I} dI \right) \right] \\ dd_2^* &= \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left[- \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial i_L} di_L + \frac{\partial s_2}{\partial I} dI \right) \right] \end{aligned} \quad (3.78)$$

En substituant l'équation 3.78 dans l'équation 3.75, on obtient :

$$\begin{aligned} df_1 &= \left[\frac{\partial f_1}{\partial i_L} - \frac{\partial f_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial i_L} \right] \cdot di_L + \left[\frac{\partial f_1}{\partial I} - \frac{\partial f_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial I} \right] \cdot dI \\ df_2 &= \left[\frac{\partial f_2}{\partial i_L} - \frac{\partial f_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial i_L} \right] \cdot di_L + \left[\frac{\partial f_2}{\partial I} - \frac{\partial f_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial I} \right] \cdot dI \\ dg_1 &= \left[\frac{\partial g_1}{\partial i_L} - \frac{\partial g_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial i_L} \right] \cdot di_L + \left[\frac{\partial g_1}{\partial I} - \frac{\partial g_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial I} \right] \cdot dI \\ dg_2 &= \left[\frac{\partial g_2}{\partial i_L} - \frac{\partial g_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial i_L} \right] \cdot di_L + \left[\frac{\partial g_2}{\partial I} - \frac{\partial g_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial I} \right] \cdot dI \end{aligned} \quad (3.79)$$

On peut déduire de cette expression la matrice de Jacobi de l'application H :

$$J_H = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_L} - \frac{\partial f_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial i_L} & \frac{\partial f_1}{\partial I} - \frac{\partial f_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial I} \\ \frac{\partial g_1}{\partial i_L} - \frac{\partial g_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial i_L} & \frac{\partial g_1}{\partial I} - \frac{\partial g_1}{\partial d_1^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_1} \cdot \left(\frac{\partial s_1}{\partial d_1} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_1}{\partial I} \end{bmatrix}_{X_\infty} \cdot \begin{bmatrix} \frac{\partial f_2}{\partial i_L} - \frac{\partial f_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial i_L} & \frac{\partial f_2}{\partial I} - \frac{\partial f_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial I} \\ \frac{\partial g_2}{\partial i_L} - \frac{\partial g_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial i_L} & \frac{\partial g_2}{\partial I} - \frac{\partial g_2}{\partial d_2^*} \cdot \frac{\partial \text{sat}}{\partial d_2} \cdot \left(\frac{\partial s_2}{\partial d_2} \right)^{-1} \cdot \frac{\partial s_2}{\partial I} \end{bmatrix}_{X_{\infty+\frac{T}{2}}} \quad (3.80)$$

où X_∞ est la valeur du vecteur d'état X en régime permanent.

On constate que même si l'expression de H n'est pas connue de manière explicite (d_1 et d_2 sont solutions des équations implicites 3.70), il est possible de calculer explicitement la matrice de Jacobi. On peut alors l'utiliser pour calculer la valeur du point fixe X_∞ via un algorithme de recherche du point fixe de type Newton - Raphson [46, 47].

Un diagramme de bifurcation en fonction de la pente m_c est représentée sur la figure 3.24. Les valeurs des différents paramètres de simulation correspondent à celles des éléments

du montage expérimental réalisé. La bifurcation a lieu lorsque $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,033$ pour $D = 0,4$ et pour $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,028$ pour $D = 0,6$. On remarque qu'un changement sur la pente m_c permet de passer d'un cycle limite T-périodique à un cycle limite 2T-périodique. Comme il a été précisé dans les rappels mathématiques, cela correspond à une bifurcation flip puisque le point fixe entre dans le cercle unité par la valeur -1.

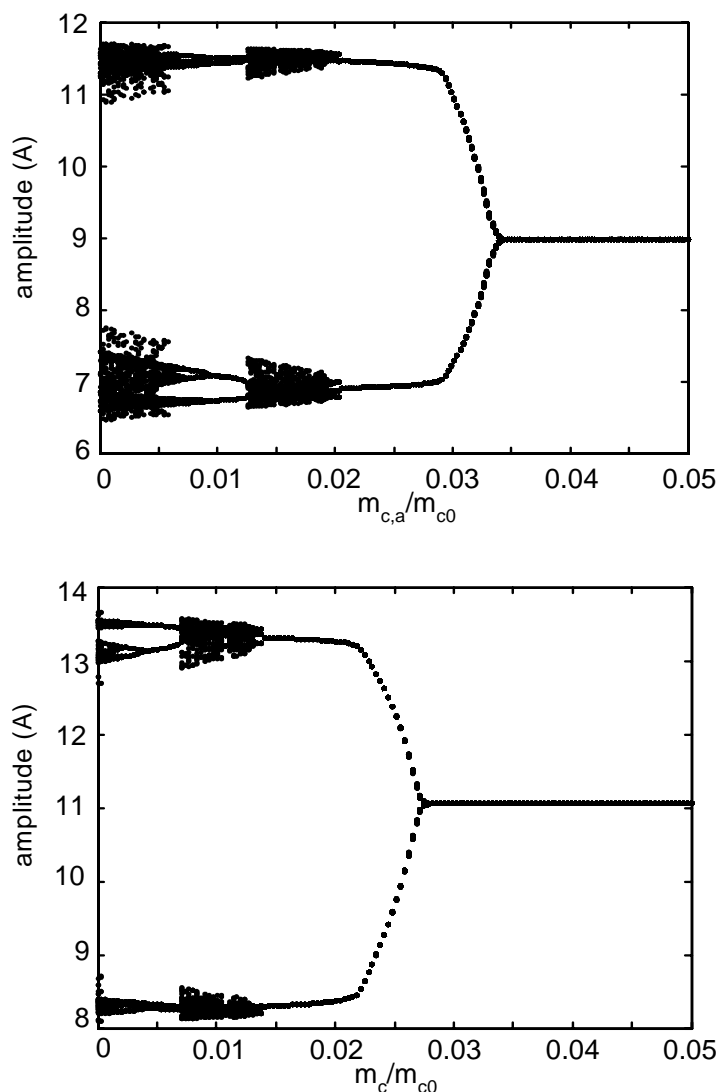


Figure 3.24. Diagramme de bifurcation ($L = 0,1$ mH, $R = 0,0018 \Omega$, $K_i = 20\ 000$, $f_d = 20$ kHz)
 $D = 0,4$, $V_1 = 60$ V, $V_2 = 100$ V (en haut), $D = 0,6$, $V_1 = 40$ V, $V_2 = 100$ V (en bas).

La figure 3.25 représente le tracé des multipliers de Floquet correspondant aux deux cas précédents. On remarque que tous les multipliers de Floquet se trouvent à l'intérieur du cercle unité, et que leur tracé se rapproche du point $(-1,0)$ lorsque le rapport $\frac{m_c}{m_{c0}}$ tend vers 0,033 pour le rapport cyclique de 0,4 (et vers 0,028 pour le rapport cyclique de 0,6). Ces résultats permettent de valider la méthode de calcul de l'application de Poincaré et de son jacobien.

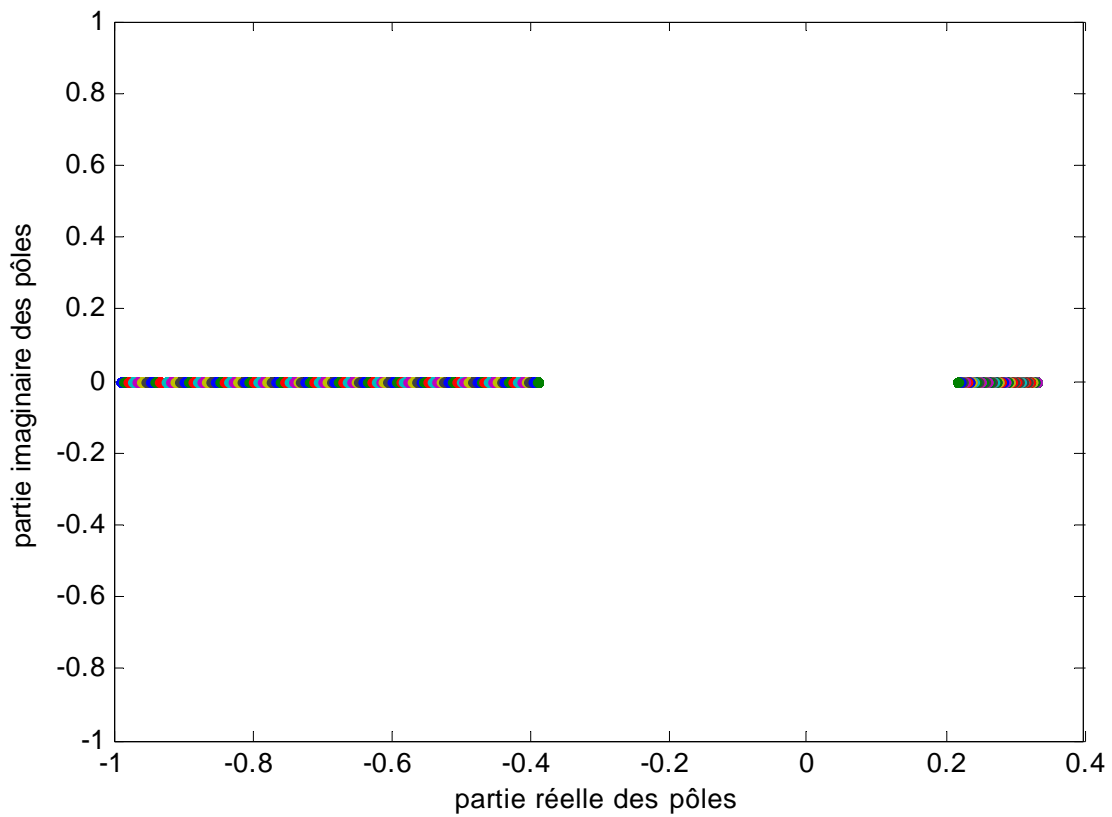
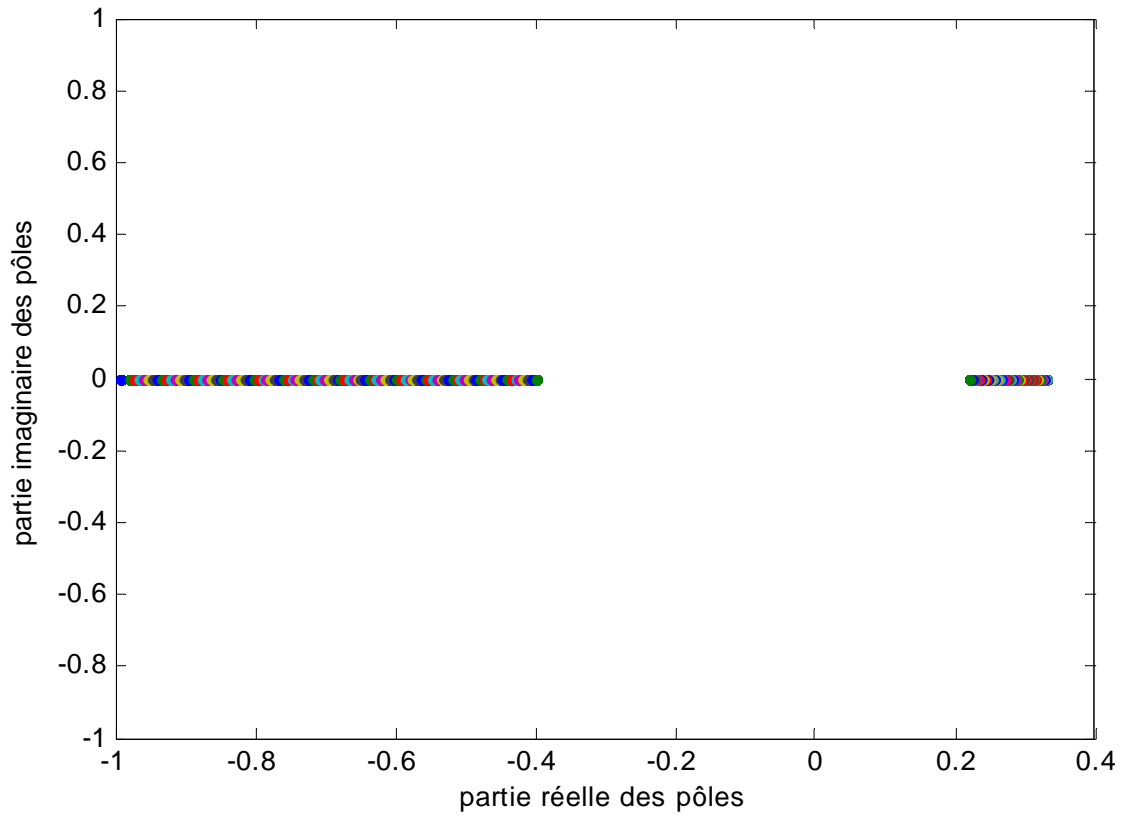


Figure 3.25. Tracé des multipliers de Floquet pour $\frac{m_c}{m_{c0}}$ variant de 0,035 à 0,2
 ($L = 0,1$ mH, $R = 0,0018$ Ω , $K_i = 20\ 000$, $f_d = 20$ kHz)
 $D = 0,4$, $V_1 = 60$ V, $V_2 = 100$ V (en haut), $D = 0,6$, $V_1 = 40$ V, $V_2 = 100$ V (en bas).

3.7.3. Robustesse

La robustesse est une notion qui traduit toujours la même idée à savoir l'insensibilité de la commande aux perturbations extérieures, aux variations des paramètres et aux incertitudes sur le modèle.

Deux types de perturbations ont été considérés. La première correspond à une variation de l'inductance (due par exemple à un court-circuit entre plusieurs spires). La seconde va prendre en compte une source de type pile à combustible pour laquelle un appel de courant tend à diminuer la tension de sortie de la pile et peut amener le contrôleur de courant à changer de mode de fonctionnement en passant d'un fonctionnement à $D < 0,5$ à un fonctionnement où $D > 0,5$.

3.7.3.1. Robustesse vis-à-vis des variations d'inductance

Pour des variations de l'inductance, on détermine les variations correspondantes des multipliers de Floquet afin de connaître la nature du cycle décrit par la trajectoire d'état du système. La figure 3.26 représente l'évolution des multipliers de Floquet et de la valeur moyenne du courant en régime établi lorsque la valeur de l'inductance évolue entre 50 % et 150 % de sa valeur nominale. Le rapport $\frac{m_c}{m_{c0}}$ est fixé à 0,1, la référence de courant à 15 A.

On constate que les multipliers de Floquet restent à l'intérieur du cercle unité et ceci quelle que soit la valeur prise par l'inductance. La trajectoire d'état décrit donc toujours un cycle T-périodique. Le courant moyen est bien fixé à 15 A. Tout ceci souligne un fonctionnement correct du régulateur de courant même lorsque la valeur de l'inductance change.

3.7.3.2. Robustesse vis-à-vis d'une source imparfaite de tension

Pour modéliser une source imparfaite de tension comme une pile à combustible, nous allons ajouter une résistance en série avec la source. Cette résistance est ajoutée à la valeur de la résistance de l'inductance et celle-ci est volontairement sur-évaluée puisqu'elle est prise égale à 1Ω . Le courant de référence va varier de 7 à 20 ampères. La tension V_1 est fixée à 60 V. Avec ces valeurs numériques, quand le courant de référence dépasse 10 A, le régulateur de courant va changer de mode de fonctionnement et passer du mode où $D < 0,5$ au mode de fonctionnement où $D > 0,5$.

Comme le montre la figure 3.27, les multipliers de Floquet restent toujours à l'intérieur du cercle unité et ceci quelle que soit la valeur du courant de référence (et donc du courant débité par la source).

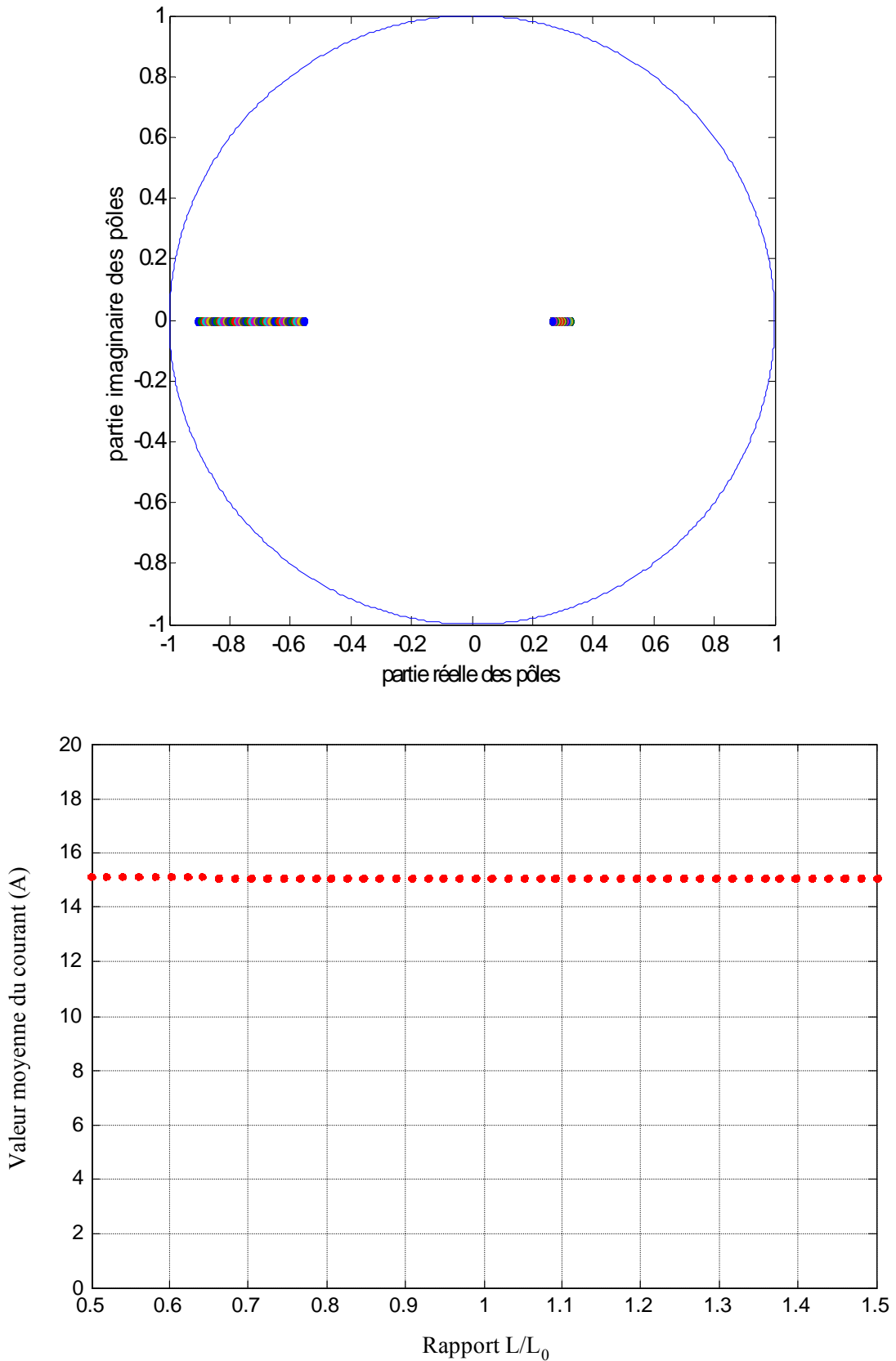


Figure 3.26. Evolution des coefficients de Floquet (haut) et de la valeur moyenne du courant (en bas) lorsque l'inductance varie de 50 % à 150 %

$$\left(\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,1, K_i = 20\,000, L_0 = 0,1 \text{ mH}, R = 0,018 \, \Omega, f_s = 20 \text{ kHz}, i_{\text{ref}} = 15 \text{ A} \right).$$

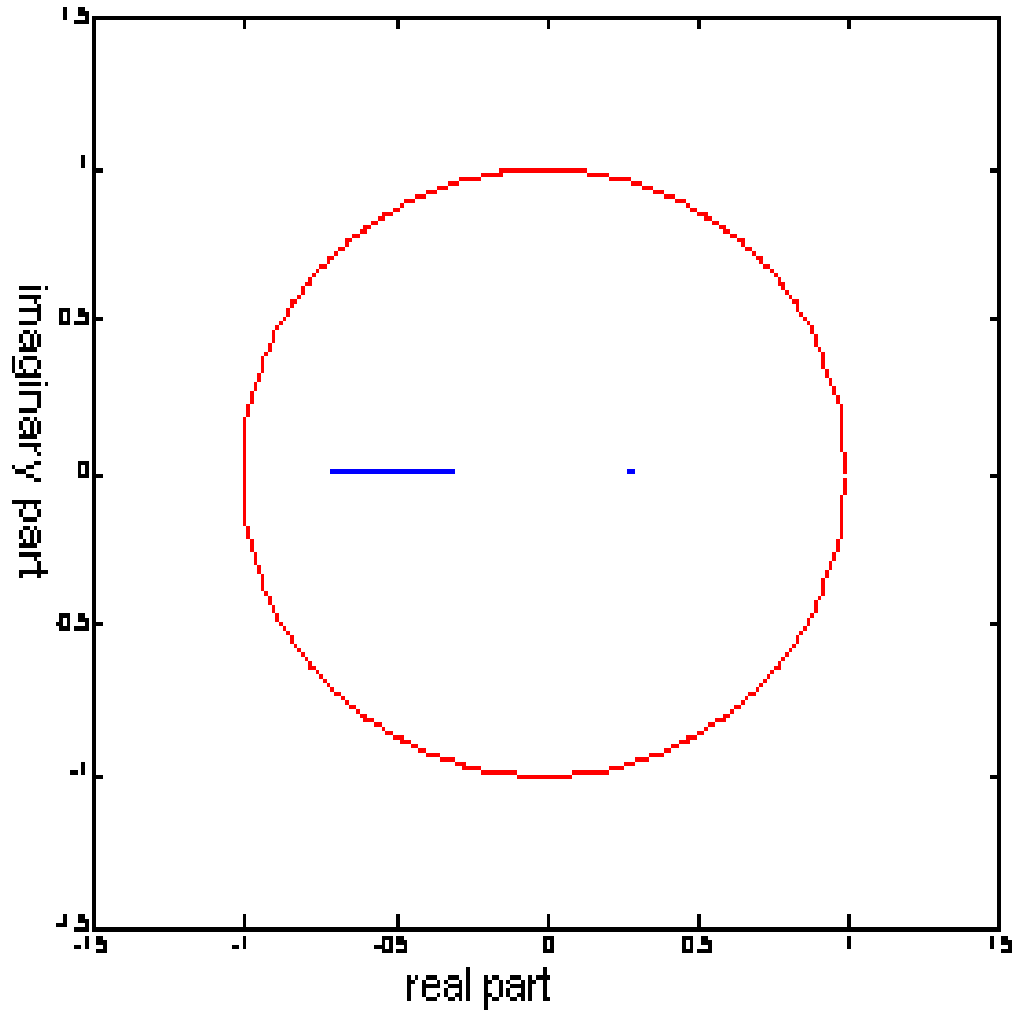


Figure 3.27. Evolution des coefficients de Floquet pour une variation du courant de référence de 0 à 20 A ($\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,1$, $K_i = 20\ 000$, $L = 0,1$ mH, $R = 1\ \Omega$, $f_d = 20$ kHz).

3.8. VALIDATION EXPERIMENTALE

Le banc d'essai est représenté sur la figure 3.28. Le convertisseur élévateur est constitué, à l'entrée, d'une source de tension variable de 0 à 60 V. La tension du bus continu est fixée à 100 V. L'inductance du convertisseur vaut 0,1 mH et la résistance série totale R vaut 0,018 Ω . Le gain intégral K_i vaut 20 000 et la fréquence de découpage est fixée à 20 kHz.

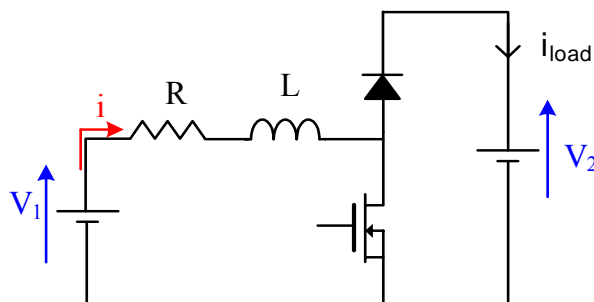
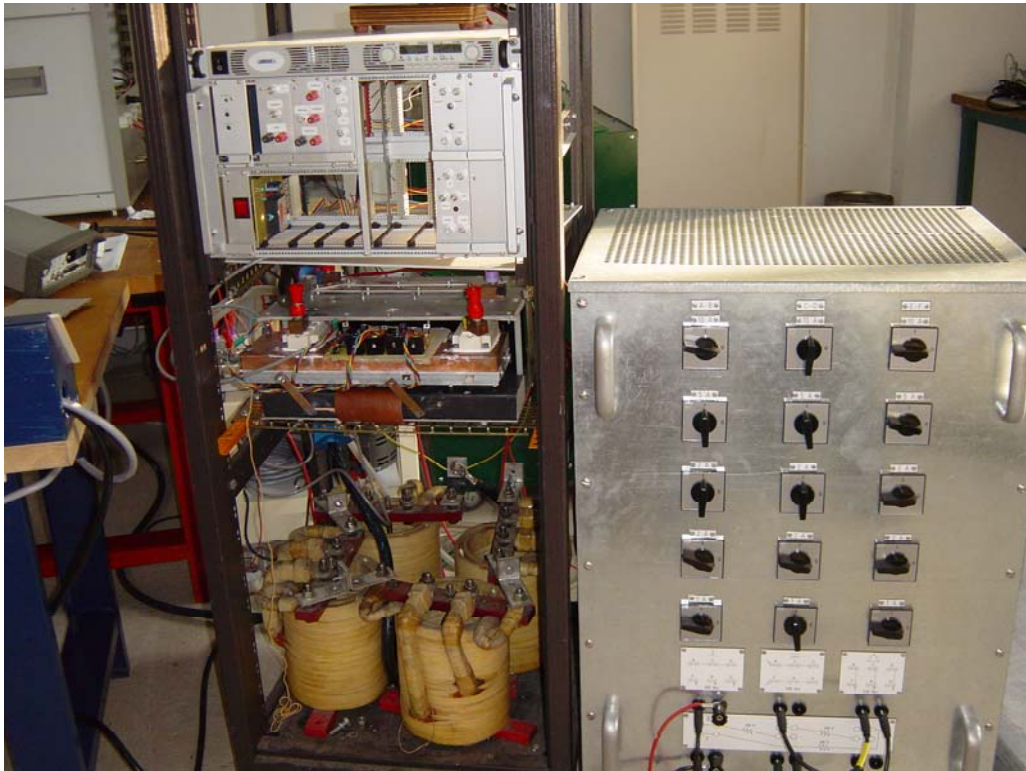


Figure 3.28. Montage expérimental (en haut) et schéma du convertisseur (en bas).

3.8.1. Mise en évidence des cycles multiples

La figure 3.29 illustre la possibilité d'obtention d'un cycle $2T$ -périodique avec ce régulateur de courant. Le rapport cyclique a été fixé à 0,4. Lorsque la valeur de la rampe de compensation est fixée à $0,025.m_{c0}$ un doublement de période apparaît.

Le cycle redevient T -périodique lorsque la valeur de m_c est fixée à $0,044.m_{c0}$. Ces résultats corroborent ceux présentés lors de l'étude des cycles et du tracé du diagramme de bifurcation (figure 3.23).

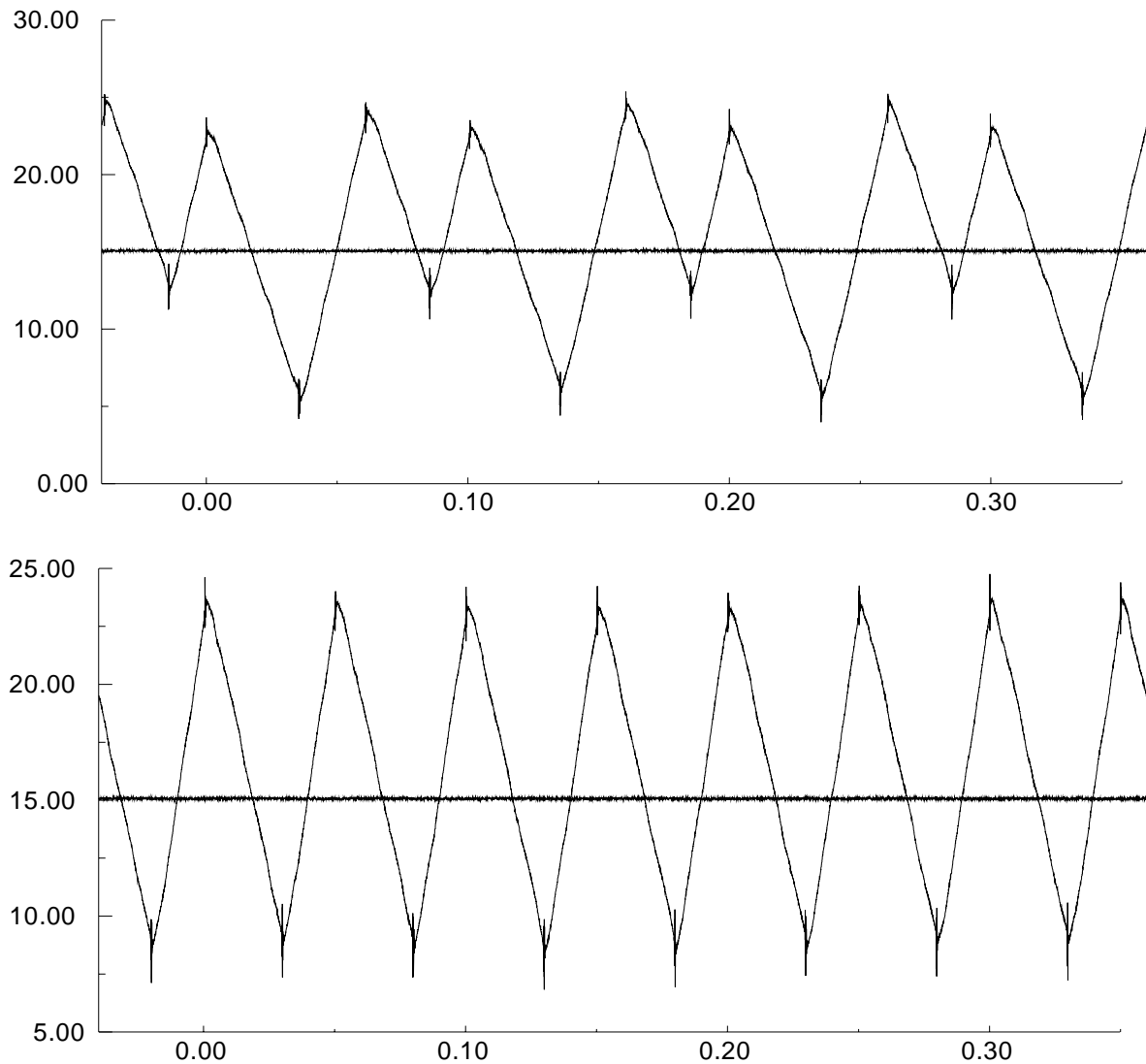


Figure 3.29. Résultats expérimentaux ($D = 0,4$, $K_i = 20\,000$, $f_d = 20\text{ kHz}$, $L = 0,1\text{ mH}$),
 cycle $2T$ -périodique, $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,025$ (en haut) et cycle mono périodique $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,044$ (en bas)
 (courant en A, temps en ms)

Des résultats similaires sont obtenus pour un rapport cyclique de 0,6. La figure 3.30 présente les résultats expérimentaux obtenus lorsque la pente de la rampe de compensation est fixée à $0,01 \cdot m_{c0}$. Comme cela a été prédit par l'étude des cycles effectuée précédemment, un doublement de la période apparaît. Le cycle redevient T -périodique lorsque le rapport $\frac{m_c}{m_{c0}}$ est supérieur à 0,025.

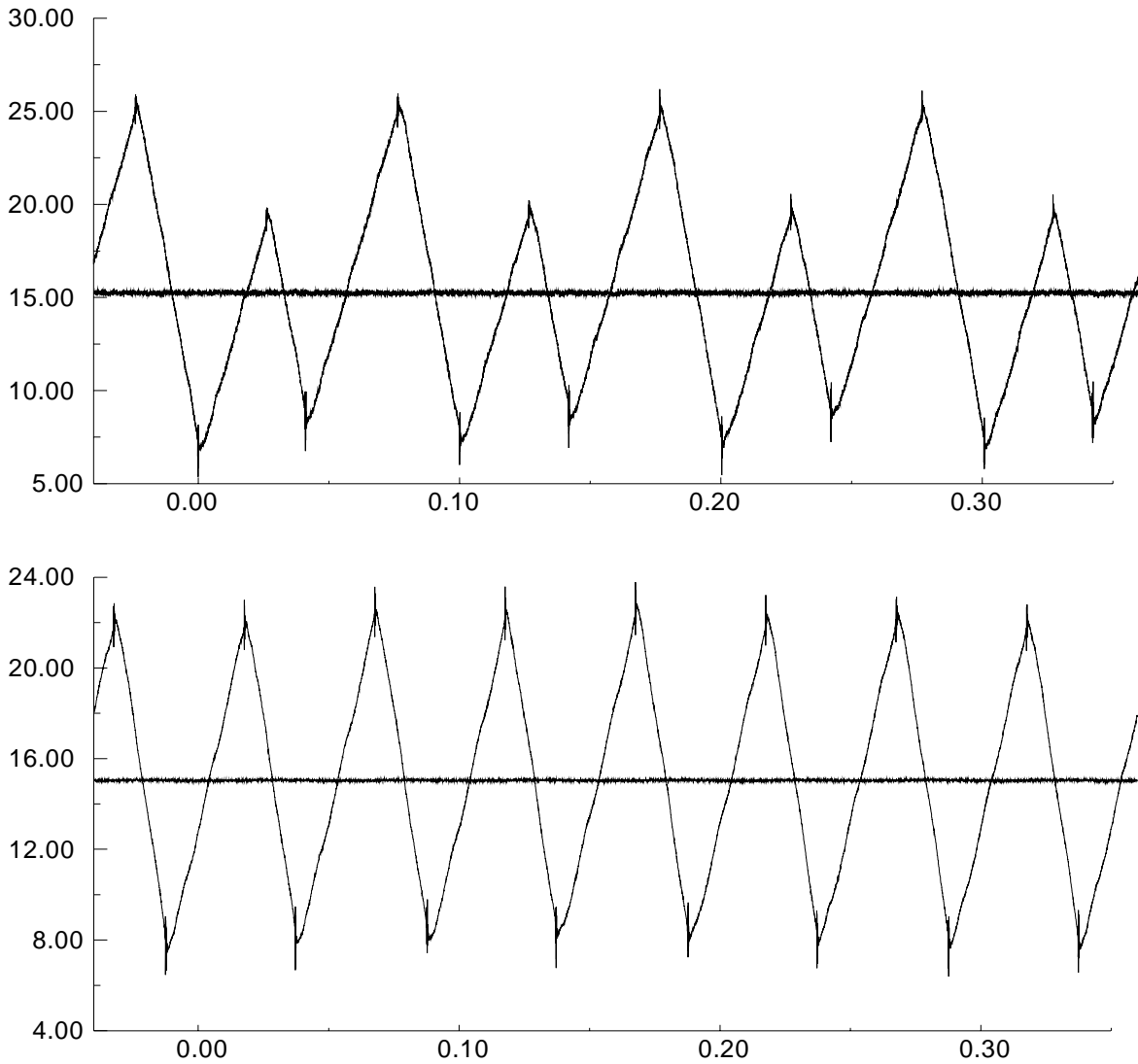


Figure 3.30. Résultats expérimentaux ($D = 0,6$, $K_i = 20\ 000$, $f_d = 20\ \text{kHz}$, $L = 0,1\ \text{mH}$), cycle $2T$ -périodique, $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,025$ (en haut) et cycle mono périodique $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,044$ (en bas) (courant en A, temps en ms)

3.8.2. Evaluation des performances du régulateur

Le modèle moyen décrit précédemment peut être utilisé pour étudier la réponse du système à un échelon de courant de référence de petite amplitude. Les figures 3.31 et 32 présentent une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux obtenus avec le modèle discret pour des rapports cycliques de 0,4 et 0,6.

Pour respecter les hypothèses faites lors de la modélisation au sens des valeurs moyennes, seul le front montant du courant de référence (respectivement descendant) est présenté pour l'essai à rapport cyclique de 0,4 (respectivement 0,6). En effet, la modélisation suppose que le signal $s(t)$ vérifie à tout instant :

$$s_{-a}(t) < s(t) < s_a(t) \quad (3.81)$$

Pour les deux modes de fonctionnement, le comportement « petit signal » du système est le même. Le temps de réponse est voisin d'une période de découpage et le dépassement est de l'ordre de 8 %.

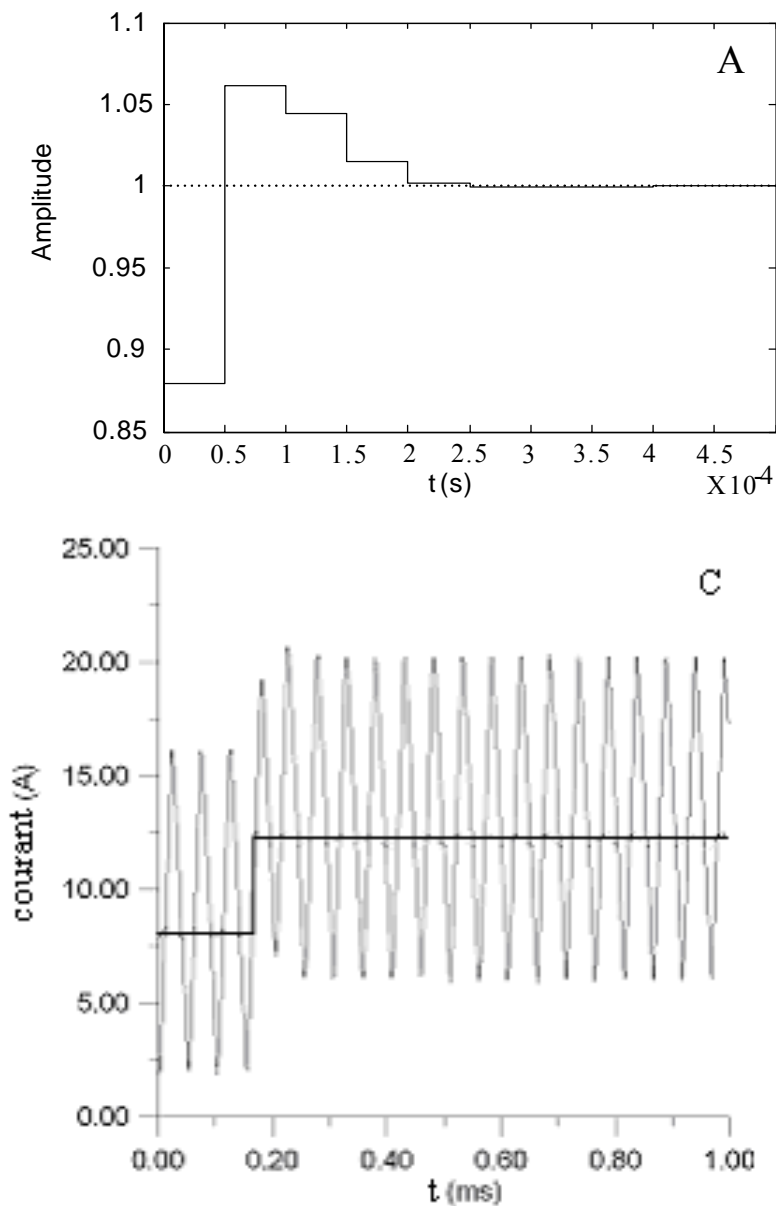


Figure 3.31. Réponse indicielle pour $D = 0,4$ ($\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,312$, $V_1 = 60V$, $V_2 = 100V$).

Modèle théorique discret (en haut) et résultat expérimental (en bas).

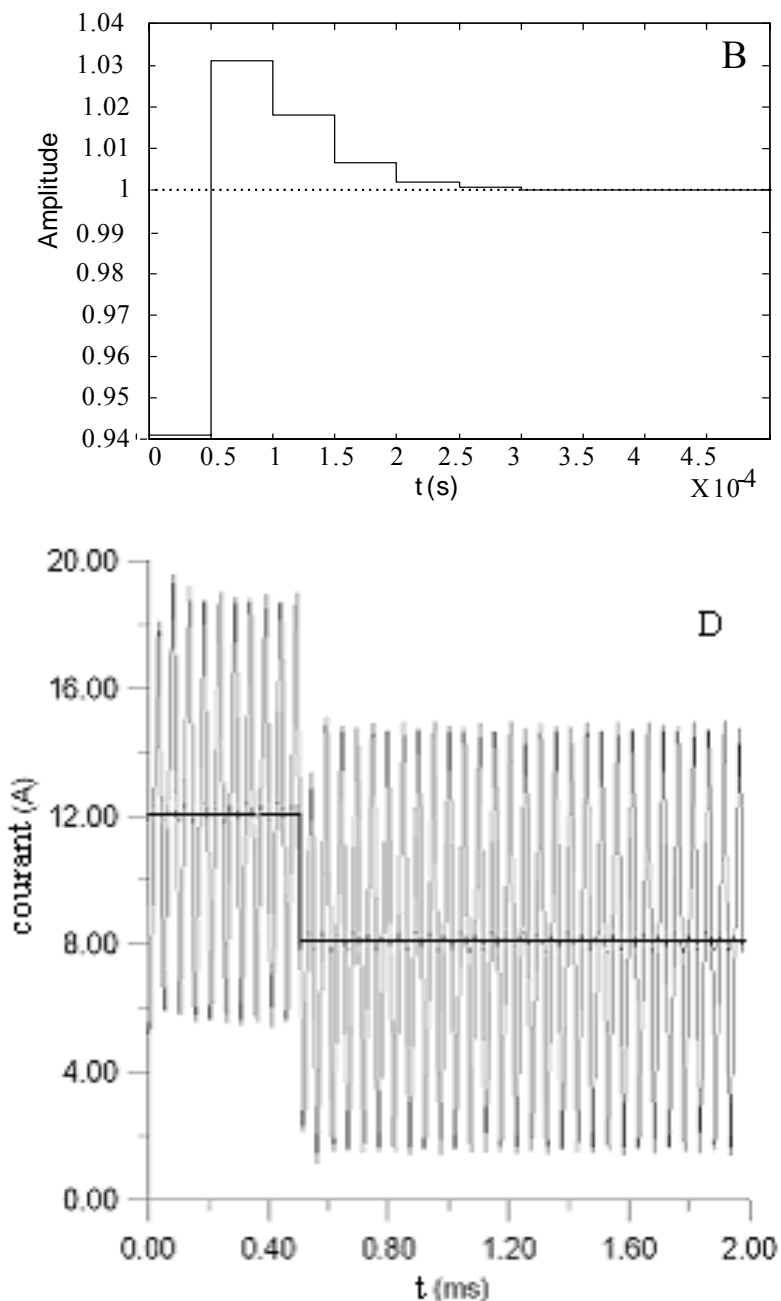


Figure 3.32. Réponse indicielle pour $D = 0,6$ ($\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,4, V_1 = 40 \text{ V}, V_2 = 100 \text{ V}$).

Modèle théorique discret (en haut) et résultat expérimental (en bas).

La figure 3.33 permet de mieux comprendre le comportement du système lors de grandes variations de courant. Elle montre la réponse du système pour des variations du courant de référence de 10 à 50 A et de 50 à 10 A, pour un rapport cyclique en régime établi de 0,64.

Le comportement du système est très différent sur un front montant ou descendant du courant de référence. Le temps de réponse du système est rapide dans le cas d'un échelon positif du courant de référence et plutôt lent dans le cas d'un échelon négatif. En fait ici, lorsque la variable $s(t)$ se trouve à l'extérieur du domaine délimité par l'équation (3.81),

l'interrupteur est toujours mis en conduction. Pendant le régime transitoire, le système ne fonctionne plus à fréquence fixe et se comporte comme un régulateur à hystérésis d'où une dynamique rapide. Lorsque l'échelon de courant de référence n'amène pas la trajectoire de $s(t)$ à l'extérieur de ce domaine, la dynamique du système est ralentie par des ordres de réamorçage (ou d'amorçage suivant les cas) de l'interrupteur. Pendant une partie du régime transitoire, le rapport cyclique est alors fixé à 0,5.

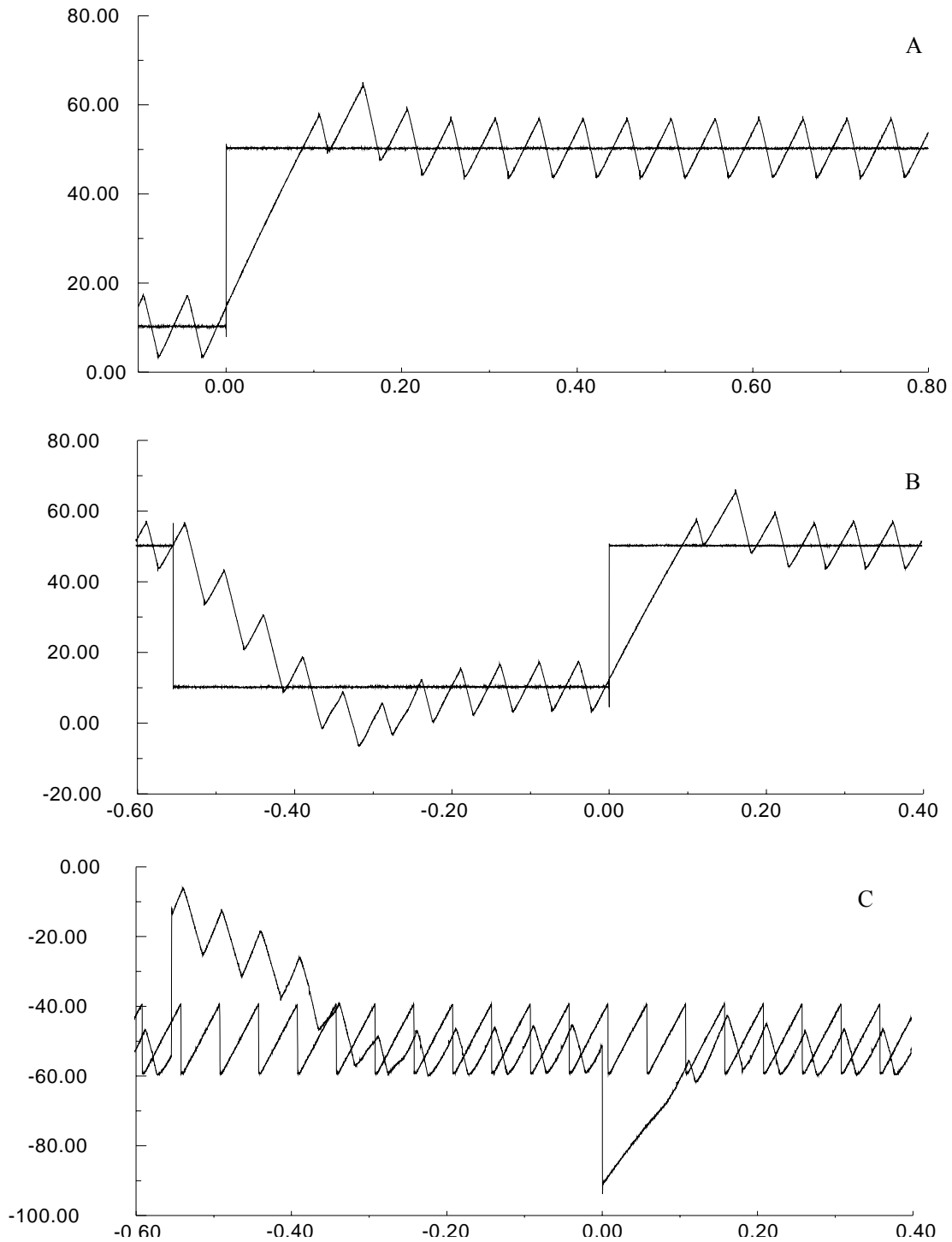


Figure 3.33. Réponses à des échelons de 10 à 50 A (en haut) et de 50 à 10 A (au milieu).

Signal $s(t)$ et rampe de compensation (en bas), $D = 0,64$, $V_1 = 36$ V, $V_2 = 100$ V, $\frac{m_c}{m_{c0}} = 0,4$.

3.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a étudié un nouveau régulateur hybride de courant à fréquence fixe qui regroupe dans une même structure trois régulateurs de courant de base dans le but de bénéficier des avantages de chacun d'eux, à savoir le régulateur par mode de glissement qui assure les propriétés de robustesse pour des variations des paramètres du système, le régulateur de type switch turn-off et le régulateur de type switch turn-on qui garantissent la stabilité de fonctionnement pour n'importe quelle valeur du rapport cyclique. Il a été appliqué à un convertisseur survolteur à une cellule et il est bien de mentionner qu'il peut être utilisé avec toutes les structures de convertisseur continu-continu et pour un fonctionnement en un, deux ou quatre quadrants. Ce régulateur est adapté particulièrement aux convertisseurs alimentés par des sources de tension présentant une variation importante avec le courant délivré telles que les piles à combustibles.

Après une présentation du principe de fonctionnement du régulateur proposé, on a commencé l'étude par la modélisation de l'ensemble régulateur-survolteur au sens des valeurs moyennes. Deux approches ont été présentées, la première suppose que la plus grande constante de temps du système est grande devant la période de découpage ce qui permet de négliger l'influence de cette dernière. Cependant, ce modèle ne caractérise pas suffisamment le système. Pour affiner l'étude, un modèle discret prenant en compte l'influence de la commutation a été proposé. Ces modèles moyens ont permis de déterminer les principales caractéristiques du système (temps de réponse et dépassement).

Comme le régulateur de courant n'a pas un fonctionnement libre (la fréquence de découpage est toujours imposée par un signal externe), des cycles multiples voire chaotiques apparaissent pour certaines valeurs des paramètres du système. Ces phénomènes ne peuvent pas être mis en évidence par les modèles moyens. Pour étudier ces cycles limites, on a fait appel à la théorie du chaos des systèmes dynamiques. Quelques notions telles que la stabilité du point fixe, la matrice de Jacobi, les multiplieurs de Floquet et la bifurcation ont été introduits. On a alors déterminé l'algorithme de calcul qui permet de tracer le diagramme de bifurcation en fonction de la rampe de compensation. La robustesse du système vis-à-vis des variations de l'inductance et d'une imperfection de la source de tension a été étudiée.

Le régulateur de courant proposé a été utilisé sur un montage expérimental, un survolteur de type Boost. Les résultats expérimentaux présentés ont illustré certains des développements théoriques effectués et confirmés l'intérêt de ce type de régulateur.

CONCLUSION GENERALE

Dans les systèmes à piles à combustible, les convertisseurs statiques jouent un rôle de premier plan. En effet, ils assurent d'une part le transfert de la puissance sous forme exploitable à la charge électrique, et, d'autre part, ils conditionnent la durée de vie des piles à combustible. Avant d'aborder le choix des convertisseurs, on a effectué un rappel des principales propriétés qui caractérisent les piles à combustible. On a en particulier insisté sur l'une des caractéristiques communes d'ailleurs à tout générateur électrochimique (accumulateur, supercapacité) : la délivrance d'un courant sous une basse tension inhérente aux propriétés électrochimiques de ce type de dispositif et par là-même potentiellement un fort courant, atteignant souvent plusieurs centaines d'ampères.

On a présenté tout d'abord dans le chapitre 1 les architectures permettant de connecter un ensemble pile à combustible, batteries et/ou supercapacités, charge électrique. On a ensuite présenté les différents convertisseurs à conversion continu-continu qui permettent d'élever la tension de la pile. Pour avoir une première approche du fonctionnement du convertisseur continu-continu alimenté par la pile à combustible, on a étudié le survolteur de base lorsque ce dernier débite soit sur une capacité soit sur une batterie. On constate que la résistance interne de la pile ne modifie pas grandement les formes d'onde caractéristiques du survolteur.

La mise en parallèle de N survolteurs a été ensuite présentée. Plusieurs avantages de cette structure ont été mis en évidence. D'une part l'ondulation du courant vue par la pile est fortement réduite. D'autre part les contraintes sur les semi-conducteurs sont réduites puisque chaque convertisseur véhicule $1/N$ du courant délivré par la pile. C'est une réponse satisfaisante au caractère fort courant/basse tension des piles à combustible.

La réalisation des inductances sur un même circuit magnétique a été ensuite envisagée. Avec un choix judicieux du matériau des colonnes portant les enroulements, on a montré que l'on peut réduire de moitié l'ondulation du courant dans la pile. En volume, on ne gagne pas grand chose si ce n'est que N bobinages placés sur un même circuit magnétique, même complexe, devrait occuper un peu moins de place que N circuits indépendants.

Différents exemples d'applications donnés en fin du chapitre 2 ont souligné que la puissance délivrée est souvent segmentée dans des structures placées en parallèle.

Dans le chapitre 3, on s'est intéressé à un régulateur de courant applicable aux convertisseurs continu-continu et autorisant une variation importante de la tension d'entrée comme c'est le cas en sortie d'une pile à combustible. Une telle variation entraînant des variations importantes du rapport cyclique peut conduire avec des régulateurs classiques à des dysfonctionnements ou à une perte de contrôle du système.

Le régulateur retenu fonctionne à fréquence fixe et englobe les propriétés de trois modes de commande, la commande par mode de glissement pour bénéficier de sa robustesse, et les commandes de type commande à l'amorçage et au blocage, afin de pouvoir assurer un fonctionnement correct du système quelle que soit la valeur du rapport cyclique.

On a tout d'abord présenté le principe de ce régulateur et étudié la stabilité du système convertisseur - régulateur de courant au sens des valeurs moyennes. On a affiné la description

du modèle en prenant en compte l'effet du découpage dû à la commutation de l'interrupteur. Les principales caractéristiques du régulateur ont été ensuite calculées en fonction de la pente de la rampe de compensation et du gain intégral.

Le modèle moyen ne permettant pas d'étudier la nature exacte du cycle décrit par la trajectoire d'état du système, un outil basé sur le calcul des multipliers de Floquet a été élaboré. Il a permis de souligner la robustesse du régulateur proposé vis-à-vis de variations de l'inductance du convertisseur et de la tension d'alimentation de celui-ci.

Un dispositif expérimental a permis de valider les développements théoriques effectués.

Le comportement de survolteurs mis en parallèle avec ce type de commande constitue une perspective intéressante à la suite de ces travaux.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. Oman
Fuel cells for personal electricity.
Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE, vol. 15, n° 9, septembre 2000, pp. 43-45.

- [2] P. Stevens, F. Novel-Cattin, A. Hammou, C. Lamy, M. Cassir
Piles à combustible.
Technique de l'Ingénieur, D 3 340-1/28.

- [3] A moins de 1000 €/kW, les piles à combustibles stationnaires ont un réel avenir.
REE n° 2, février 2002, pp. 8-9.

- [4] Fuel Cell Handbook
EG&G Technical Services, Inc., 6^{ème} édition, novembre 2002.

- [5] W. Friede
Modélisation et caractérisation d'une pile à combustible de type PEM.
Thèse INPL, Nancy, 28 août 2003.

- [6] J. Larminie, A. Dicks
Fuel Cell Systems Explained.
Second Edition, ISBN 0-470-84857-X, 2003.

- [7] Alan C. Lloyd
The California fuel cell partnership: an avenue to clean air.
Journal of Power Sources, vol. 86, 2000, pp. 57-60.

- [8] F. Profumo, A. Tenconi, M. Cerchio, R. Bojoi, G. Gianolio
Fuel cells for electric power generation: Peculiarities and dedicated solutions for power electronic conditioning systems.
EPE 2004.

- [9] I. A. Khan
DC-to-DC converters for electric and hybrid vehicles.
Power Electronics in Transportation Conference, 20-21 octobre 1994, pp. 113-122.

- [10] R. W. Erickson, D. Maksimovic
Fundamentals of power electronics.
2^{ème} édition, 2000.

- [11] Q. Zhao, F. Tao, Y. Hu, F.C. Lee
A comparison study of high step up dc/dc converter.
CPES Seminar Proceedings 2001, Session Distributed Power Systems, D1.9.

- [12] K. Rajashekara
Propulsion system strategies for fuel cell vehicles.
SAE Technical paper series.
- [13] E. Santi, D. Franzoni, A. Monti, D. Patterson, F. Ponci, N. Barry
A fuel cell based domestic uninterruptible power supply.
Applied Power Electronics Conference, APEC'02, 2002, vol. 1, pp. 605-613.
- [14] G. K. Andersen, C. Klumpner, S. B. Kjaer, F. Blaabjerg
A new green power inverter for fuel cell.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'02, 2002, vol. 2, pp. 727-733.
- [15] K. W. E. Cheng, D. Sutanto, Y. L. Ho, K. K. Law
Exploring the power conditioning system for fuel cell.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'01, 2001, vol. 4, pp. 2197-2202.
- [16] F. Blaabjerg, Z. Chen, S. B. Kjaer
Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems.
IEEE Trans. on Power Electronics, septembre 2004, vol. 19, n° 5, pp. 1184-1194.
- [17] X. Huang, X. Wang, J. Ferrel, X. Xu, L. Zhu
Parasitic ringing and design issues of high power interleaved boost converters.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'02, 2002, vol. 1, pp. 30-35.
- [18] P. W. Lee, Y. S. Lee, D. K. W. Cheng, X. C. Liu
Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, août 2000, vol. 47, n° 4, pp. 787-795.
- [19] Brett A. Miwa, David M. Otten, Martin F. Schlecht
High efficiency power factor correction using interleaving techniques.
Applied Power Electronics Conference, APEC'92, 1992, pp. 557-68.
- [20] L. Balogh, R. Redl
Power factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode.
Applied Power Electronics Conference, APEC'93, 1993, pp. 168-174.
- [21] Pit-Leong Wong
Performance improvements of multi-channel interleaving voltage regulator modules with integrated coupling inductors.
Thèse de Ph.D., Virginia Polytechnic Institute and State University, mars 2001.
- [22] K. Agbossou, R. Simard, S. Kelouwani, A. Anouar, T. K. Bose
Commande multiphasée d'un survolteur pour un système d'énergie renouvelable.
Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, mai 2001, vol. 2, pp. 1029-1034.

- [23] G. A. O'Sullivan
Fuel cell inverters for utility applications.
IEEE-31st Annual Power Electronics Specialists Conference, juin 2000, vol. 3, pp. 1191-1194.
- [24] S. Chandrasekaran, L. U. Gökderer
Integrated magnetic for interleaved DC-DC boost converter for fuel cell powered vehicles.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, 2004, pp.356-361.
- [25] P. Sernia, D. Finn, G. Walker
The effects of coupled inductors in parallel interleaved buck converters.
- [26] J. Czogalla, J. Li, C. R. Sullivan.
Automotive application of multi-phase coupled inductor DC-DC converter.
IAS 2003.
- [27] P. Zumel, O. Garcia, J. A. Cobos, J. Uceda
Magnetic integration for interleaved converter.
Applied Power Electronic Conference, APEC'02, 2002, pp. 1143-1149.
- [28] K. Wang, C. Y. Lin, L. Zhu, D. Qu, F. C. Lee, J. S. Lai
Bi-directional DC to DC converters for fuel cell systems.
Power Electronics in Transportation, octobre 1998, pp. 47-51.
- [29] K. Wang, L. Zhu, D. Qu, H. Odendaal, J. Lai, F. C. Lee
Design, implementation, and experimental results of bi-directional full-bridge DC/DC converter with unified soft-switching scheme and soft-starting capability.
31st Power Electronics Specialists Conference, juin 2000, vol. 2, pp. 1158-1163.
- [30] Energy Challenge 2003, www.energychallenge.org
- [31] K. T. Alligood, T.D. Sauer, J. A. Yorke
Chaos; An introduction to dynamical systems.
New-York Springer, 2000.
- [32] G. Chen, J. L. Moiola, H. O. Wang
Bifurcation control: Theories, methods, and applications.
International Journal of Bifurcation and Chaos, 2000, vol. 10, n° 3, pp. 511-548.
- [33] A. Cosma, F. Meibody-Tabar, F.M. Sargos
Switching frequency control of a HCC-VSI and comparison with conventional methods.
European Power Electronics, Chapter Symposium Electric Drive, Design and Application, Lausanne (Suisse), 19-20 octobre 1994, pp. 349-53.
- [34] R. Redl, N. O. Sokal
Current-mode control, five different types used with the three basic classes of power converters: small-signal AC and large-signal DC characterization, stability requirements and implementation of practical circuits.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'85, juin 1985, pp.771-785.

- [35] V. Anunciada, M. M. Silva
New constant-frequency current-mode control for power converters, stable for all values of duty ratio and usable in all for quadrants.
IEEE Trans. on Industrial Electronics, août 1990, vol. 37, n° 4, pp. 323-325.
- [36] G. Spiazzi, P. Mattavelli, L. Rossetto
Sliding mode control of DC-DC converters.
COBEP'97.
- [37] F. D. Tan, R. D. Middlebrook
A unified model for current-programmed converter.
IEEE Trans. on Power Electronics, juillet 1995, vol. 10, n° 4, pp. 397-408.
- [38] J. Mahdavi, A. Emadi, H. A. Toliyat
Application of state space averaging method to sliding mode control of PWM.
IEEE Industry Applications Conference, octobre 1997, vol. 2, pp. 820-827.
- [39] S. Mazumder, M. Alfayyoumami, A. H. Nayfeh, D. Borojevic
A theoretical and experimental investigation of the nonlinear dynamics of DC-DC converters.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'00, juin 2000, vol. 2, pp. 729-734.
- [40] M. DI Bernardo, F. Vasca
Discrete-time maps for the analysis of bifurcations and chaos in DC/DC converters.
IEEE Trans. on Circuits and Systems-Part I, Theory and Applications, février 2000, vol. 47, n° 2, pp. 130-143.
- [41] E. Toribio, A. El Aroudi, G. Olivar, L. Benadero
Numerical and experimental study of the region of period-one operation of a PWM boost converter.
IEEE Trans. on Power Electronics, novembre 2000, vol. 15, n° 6, pp. 1163-1171.
- [42] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, D. Boroyevich
Theoretical and experimental investigation of the fast- and slow-scale instabilities of DC-DC converter.
IEEE Trans. on Power Electronics, mars 2001, vol. 16, n° 2, pp. 201-16.
- [43] W. C. Y. Chan, C. K. Tse
Study of bifurcation in current-programmed DC/DC boost converters: From quasi-periodicity to period-doubling.
IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications, décembre 1997, vol. 44, n° 12, pp. 1129-42.
- [44] B. Robert, D. Carton, C. Goedel
On modular influence on chaotic behaviours in a PWM-bridge.
EPE'99, Lausanne (Suisse), septembre 1999.
- [45] J. H. B. Deane, D. C. Hamill
Improvement of power supply EMC by chaos.
Electronics letters, 6 juin 1996, vol. 32, n° 12, pp. 1045.

- [46] J. P. Martin, S. Pierfederici, F. Meibody-Tabar, B. Davat
New fixed frequency AC current controller for phase voltage source inverter.
Power Electronics Specialists Conference, PESC'03, 2003.

- [47] S. Pierfederici, J. P. Martin, F. Meibody-Tabar, B. Davat
Robust fixed frequency control for parallel connected forward/buck converters.
European Physical Journal Applied Physics, novembre 2003, vol. 24, n° 2, pp. 121-138.

***Modélisation et stabilité d'un régulateur hybride de courant
Application aux convertisseurs pour piles à combustible***

Cette thèse s'intéresse au contrôle des convertisseurs statiques d'interface entre une pile à combustible et sa charge électrique.

Après avoir établi la caractéristique tension-courant des piles à combustible dont la forme justifie l'utilisation de convertisseurs statiques, les structures à conversion continu-continu sont analysées en s'attardant sur la structure élévatrice de base et sur la mise en parallèle de plusieurs d'entre elles. Cette dernière est une réponse satisfaisante au caractère fort courant/basse tension des piles à combustible. Deux modes de réalisation des inductances du convertisseur sont considérés. Pour le premier, les inductances sont indépendantes. Pour le deuxième, elles sont réalisées sur le même circuit magnétique.

Un régulateur hybride de courant est ensuite proposé pour le contrôle du convertisseur continu-continu. Celui-ci autorise une variation importante de la tension d'entrée comme c'est le cas en sortie d'une pile à combustible. Le régulateur fonctionne à fréquence fixe et englobe les propriétés de trois modes de commande, la commande par mode de glissement pour bénéficier de sa robustesse et les commandes de type commande à l'amorçage et au blocage, afin de pouvoir assurer un fonctionnement correct du système, quelle que soit la valeur du rapport cyclique. La stabilité du système au sens des valeurs moyennes basse et haute fréquences est considérée. Le modèle moyen ne permettant pas d'étudier la nature exacte du cycle décrit par la trajectoire d'état du système, un outil basé sur le calcul des multipliers de Floquet est élaboré. Il a permis de souligner la robustesse du régulateur vis-à-vis de variations de l'inductance du convertisseur et de la tension d'alimentation de celui-ci.

Mots clés : Pile à combustible, convertisseur survolteur, contrôle non linéaire du courant, chaos, bifurcation.

***Modeling and stability of a hybrid current regulator
Application to converters for fuel cells***

This thesis discusses the control of static converter interfaces between fuel cells and associated electrical loads.

After establishing the voltage-current characteristic of the fuel cells to justify the use of static converters, an analysis is carried out on continuous-continuous conversion structures. Details are given on the basic boost converter structure and the paralleled operation of several such converters. This last one is a satisfied solution for high current/low voltage supply such as the fuel cells. Two cases are then considered to realise the inductances of these converters. Firstly, when inductances are independent of each other. Secondly when inductances are realised in the same magnetic core.

A hybrid current regulator is then proposed for the control of continuous-continuous converters when subject to supply voltage fluctuations and of operating voltage range typical of a PEM fuel cell. The regulator operates at fixed frequency and includes the properties of three control modes, sliding control mode for its robustness and the turn-off and turn-on current mode controls allowing proper operation of the system for any value of the duty cycle. Stability of the system using averaged models in low and high frequencies is presented. As the averaged model cannot allow the study of the exact cycle described by the trajectory of the system, a mathematical model based on the Floquet multipliers is derived. It allows highlighting the robustness of the regulator when the inductance and the voltage supply of the converter vary in a large range.

Keys words: Fuel cell, dc/dc step-up converter, non-linear current control, chaos, bifurcation.