



HAL
open science

Optimisation des systèmes énergétiques sous contraintes technologiques

Olivier Béthoux

► **To cite this version:**

Olivier Béthoux. Optimisation des systèmes énergétiques sous contraintes technologiques. Energie électrique. Université Paris XI, 2016. tel-01405264

HAL Id: tel-01405264

<https://centralesupelec.hal.science/tel-01405264>

Submitted on 29 Nov 2016

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.

NNT : AAAASACLYXXX (*numéro à préciser lors du second dépôt*)

RAPPORT DE SYNTHÈSE
DE
L'UNIVERSITÉ PARIS-SACLAY
PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ PARIS SUD

ÉCOLE DOCTORALE N° 575
PHYSIQUE ET INGÉNIERIE : ÉLECTRONES, PHOTONS, SCIENCES DU VIVANT

SPECIALITÉ DE DOCTORAT : GÉNIE ÉLECTRIQUE

Par

M. Olivier Béthoux

Optimisation des systèmes énergétiques sous contraintes technologiques

Rapport de synthèse HDR présenté et soutenu à Gif-sur-Yvette, le 14 septembre 2016 :

Composition du Jury :

Monsieur, Fadel, Maurice	Professeur, ENSEIHT/INPT	Président
Monsieur, Barrade, Philippe	Professeur, HES-SO Valais-Wallis	Rapporteur
Monsieur, Bouscayrol, Alain	Professeur, Université Lille1	Rapporteur
Madame, Pera, Marie-Cécile	Professeur, Université de Franche Comté	Rapporteur
Monsieur, Barbot, Jean-Pierre	Professeur, ENSEA	Examineur
Monsieur, Bernard, Bruno	Ingénieur, Renault	Examineur
Madame, Hinaje, Mélika	Professeur, Université de Lorraine	Examinatrice
Monsieur, Marchand, Claude	Professeur, Université Paris-Saclay	Référent U-Psud

Titre : Optimisation des systèmes énergétiques sous contraintes technologiques.

Mots clés : Représentation énergétique macroscopique, contrôle, observation, identification en ligne, équations d'Euler-Lagrange, électronique de puissance.

Résumé : Ce manuscrit, support à la défense d'une habilitation à diriger les recherches (HDR), couvre des contributions à l'étude de systèmes énergétiques fondés sur le vecteur électricité. Ces apports sont ancrés dans une réalité applicative et tentent donc de montrer au travers d'exemples les moyens d'optimiser la conduite de tels procédés en tenant compte des contraintes technologiques inhérentes. Plusieurs aspects sont couverts : la recherche d'architectures adaptées, la recherche des structures de contrôle associées, la recherche de l'état du système au travers des seules variables mesurées pour réaliser le contrôle du système.

Les preuves de concept sont développées autour de la pile à combustible, d'électro générateurs utilisant la pile à combustible comme source principale, de variateurs pour entraînement électromécanique fondé sur des machines synchrones à aimants.

Ces apports ont été décrits dans une petite vingtaine d'articles de revues internationales et une bonne soixantaine de communications dans des conférences internationales.

Au niveau des perspectives, ces clefs vers l'optimisation de systèmes énergétiques sous contraintes technologiques peuvent être réinvesties et approfondies dans les micro-réseaux en particulier les futurs réseaux domestiques qui pourraient s'appuyer sur une distribution continue et une forte production locale.

Title: Energy systems optimization by integrating technological constraints.

Keywords: Energetic macroscopic representation, control, observer, on-line identification, Euler-Lagrange equations, power electronics

Abstract: This manuscript is written for the defense of a thesis to support application for clearance to direct research. The report covers the author's contributions to the study of energy systems based on electricity as an energy vector. These contributions combines theoretical background and real implementations on today's applications. The document aims at showing interest in the developed methods through concrete examples in terms of such processes' control optimization by integrating inherent technological constraints. Several aspects are considered: power architecture optimal design, the dedicated control structure, the on-line supervision of the system's without extra sensors.

Proof of concept is developed and implemented on several specific energy systems: the Proton Exchange Membrane Fuel Cell stack, Electricity power supply based on the fuel cell as main source and synchronous motor drives.

The developed issues have been described in about twenty international journals' articles and approximately 60 papers in international conferences.

Regarding the perspectives, these steps towards optimising energy systems while integrating technological constraints can be reinvested and extended to electric micro grids, and more specifically to future DC home grid based on a significant local production.

Remerciements

Dans son essai de 1944, « Sur une philosophie de l'expression », Camus avertit : « Mal nommer un objet, c'est ajouter au malheur de ce monde. ». « La grande tâche de l'homme (étant) de ne pas servir le mensonge », je vais donc aborder ces remerciements avec humilité et, afin de rester concis et d'éviter tout oubli fâcheux, je ne citerai pas les personnes nommément.

Mes premiers remerciements vont à la vie qui m'entoure et qui m'a beaucoup donné. Cet ancrage dans le présent m'amène tout naturellement à diriger mes premiers remerciements vers les Professeurs Philippe Barrade, Alain Bouscayrol et Marie-Cécile Pera qui m'ont fait l'honneur de lire attentivement ce manuscrit, d'y apporter leur expertise, leurs questionnements, leurs doutes et leurs incitations amicales. Je remercie également les membres du jury d'avoir accepté la tâche d'examiner ce travail et d'en avoir interrogé sa pertinence au regard de leurs expertises.

Ce travail, s'il est présenté dans un manuscrit personnel, est le fruit d'une oeuvre collective et de sédimentations multiples, successives et imbriquées.

Aussi mes seconds remerciements vont-ils vers les directeurs d'établissement et responsables d'équipe qui m'ont accueilli et fait confiance au cours de ces nombreuses années. Le chemin ainsi tracé a pris chair dans l'interaction heureuse et féconde avec les nombreux collègues que j'ai accompagnés ou qui m'ont accompagné dans les différents projets abordés : je pense à ceux des équipes sus-citées mais également à ceux (français et étrangers) avec lesquels j'ai pu collaborer ou même aux rencontres plus ponctuelles et parfois déterminantes. Convaincu de l'enrichissement mutuel entre enseignement et recherche, ces remerciements s'adressent bien évidemment à mes collègues enseignants au travers des différents projets pédagogiques que nous avons menés. Je remercie également les thésards, stagiaires et étudiants pour m'avoir supporté et m'avoir donné beaucoup de grains à moudre au travers d'un regard neuf, d'idées fraîches et d'approches nouvelles.

Je remercie tout particulièrement les personnels qui facilitent la vie des entreprises, des laboratoires et des établissements d'enseignement et qui peuvent se sentir trop souvent dans l'ombre.

J'élargis ces remerciements au-delà du monde professionnel à tous ceux que la vie m'a donné la chance de croiser ; je les remercie sincèrement d'exister. Ma pensée est particulièrement reconnaissante envers mes proches qui sont mon carburant quotidien ... et parfois mes cobayes pour les activités d'enseignement !

Enfin, je remercie intimement les poètes caraïbéens qui m'ont donné la force, l'envie et le courage d'aller au bout de ce manuscrit. Leur compagnie bienveillante, faite d'humour, de fulgurances, de créativité créole m'a aidé quotidiennement à tisser un réseau de sens, à accepter des pensées métisses, à écrire au carrefour de moi et des autres. Outre cet hommage à la « pensée du tremblement », mon dernier « ex-voto » revient à Honoré de Balzac, pour sa nouvelle « Le Chef-d'œuvre inconnu » ; grâce à lui, je me suis mis à l'imparfait pour tourner définitivement une page... pour aller ailleurs ... pour y revenir ... pour me et nous découvrir. A bientôt !

Table des matières

Curriculum vitae.....	7
I Parcours professionnel.....	8
I.1 Etat civil.....	8
I.2 Situation professionnelle actuelle.....	8
I.3 Coursus.....	8
I.4 Parcours professionnel.....	9
II Activités liées à l’enseignement.....	9
II.1 Vue générale.....	9
II.2 Point plus détaillé :.....	10
III Activités liées à la recherche.....	12
III.1 Gestion et participation aux projets.....	12
III.1.1 Projets :.....	12
III.1.2 Gestion de séminaires.....	13
III.2 Encadrement de thèses et de stage.....	13
III.2.1 Liste des thèses soutenues.....	13
III.2.2 Liste des thèses à soutenir.....	15
III.2.3 Liste des thèses en cours.....	15
III.2.4 Liste des principaux stages.....	15
III.3 Relations nationales et internationales.....	18
III.4 Valorisation des résultats.....	18
III.4.1 Vers le milieu industriel : Brevets.....	18
III.4.2 Vers le milieu scientifique : Articles de conférence et de revues.....	18
III.4.3 Vers le « grand public » : Diffusion des connaissances au « grand public ».....	19
III.5 Expertise scientifique.....	19
III.5.1 Participation à des contrats.....	19
III.5.2 Participation à des jurys de thèse.....	19
III.5.3 Participation à des comités de sélection.....	20
III.5.4 Participation à des expertises ANR.....	20
III.6 Publications et communications.....	21
III.6.1 Articles de revues internationales à comité de lecture (volet3-7-1).....	21
III.6.2 Articles de conférences internationales à comité de lecture.....	23
III.6.3 Articles de congrès nationaux à comité de lecture.....	29
III.6.4 Conférences données à l’invitation d’un comité d’organisation dans un congrès international.....	29
III.6.5 Rapports de recherche à diffusion restreinte.....	30
Rapport de synthèse.....	33
I Gestion de puissance.....	35
I.1 Electro-générateur hybride à base de pile à combustible.....	35
I.1.1 Contexte.....	35
I.1.2 Contributions.....	36

I.1.3	Gestion de puissance d'un système PàC hybridé	37
I.1.4	Action électrique sur des modules de forte puissance	53
I.1.5	Perspectives :	60
I.2	Entraînement à vitesse variable d'une machine synchrone	61
I.2.1	Contexte	61
I.2.2	Contributions :	62
I.2.3	Perspectives :	85
II	Suivi de l'état interne du cœur d'une pile à combustible	87
II.1	Contexte :	87
II.2	Contributions :	88
II.3	Suivi d'un grand empilement segmenté :	89
II.4	Suivi d'une cellule ou d'un petit groupe homogène de cellules :	91
II.4.1	Modélisation en vue de la surveillance :	91
II.4.2	Suivi fondé sur un modèle interne : observateur	100
II.4.3	Suivi fondé sur un modèle externe : identification d'impédance :	106
III	Conclusion générale et perspectives de recherche :	115
III.1	Interfaçage sources/charges au bus et des bus entre eux :	117
III.2	Stabilité du réseau DC avec prise en compte de ses imperfections :	118
III.3	Gestion du réseau DC :	119
III.4	Actionneur piézoélectrique auto sensible	120
IV	Bibliographie :	121
IV.1	Gestion de puissance : électro-générateur à base de PàC :	121
IV.2	Gestion de puissance : entraînement de vitesse d'une MS triphasée :	130
IV.3	Surveillance PàC	138
IV.4	Conclusions et perspectives :	145
V	Quelques publications significatives :	148

*« ...ceux qui n'ont inventé ni la poudre ni la boussole
ceux qui n'ont jamais su dompter la vapeur ni l'électricité
ceux qui n'ont exploré ni les mers ni le ciel
mais ceux sans qui la terre ne serait pas la terre ... »*

Aime Césaire, in Cahier d'un retour au pays natal,

Curriculum vitae

Ma carrière professionnelle a connu trois temps forts ; le présent manuscrit s'articule autour du dernier et correspond à des activités couplées d'enseignement et de recherche.

En effet, de 1992 à 1997, j'ai eu la chance de participer au sein du groupe Alcatel-Alsthom aux politiques de recherche industrielle dans le domaine de l'énergie. Plus spécifiquement, mes actions ont porté sur l'électronique de puissance et le contrôle-commande des systèmes électrotechniques en direction des activités des filiales SAFT et Alsthom. Ce travail à visées industrielles a été mené en partenariat avec de nombreux laboratoires académiques.

A la suite de ma réussite au concours de l'agrégation de Génie Electrique j'ai provisoirement quitté la recherche pour me consacrer d'abord exclusivement aux activités d'enseignement en tant que PRAG essentiellement à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications ENSEA (1999-2006). J'ai enseigné aux élèves ingénieurs l'électronique, l'électrotechnique et l'automatique et j'ai également eu la chance de pouvoir progressivement reprendre des activités de recherche avec le Professeur Jean-Pierre Barbot au sein de la nouvelle équipe de recherche qu'il créait au sein de l'école (Equipe Commande des Systèmes - (EA 3649)). Notre travail sur le contrôle, l'observation et le diagnostic des convertisseurs d'électronique de puissance multicellulaires série a débouché sur un mémoire de thèse.

Cet aboutissement a entraîné une seconde bifurcation majeure au cours de la période 2006-2016 par une mobilité tant géographique que thématique. En effet, à l'issue de cette thèse soutenue fin 2005, j'ai été qualifié par la commission de la 63ème section (printemps 2006), puis recruté (juin 2006) par l'Université Paris Sud (Paris XI – IUT de Cachan) en tant que Maître de Conférences. En septembre 2006, j'ai choisi d'intégrer l'équipe CoCoDi dirigée par le Pr Claude Marchand (devenue depuis le pôle « système » ECo2 et dirigée par le Pr Emmanuel Odic). Dans cette équipe, j'ai entrepris une reconversion thématique en prenant en charge le développement d'une activité nouvelle pour le LGEP autour de la Gestion d'Energie. J'ai donc été, de 2008 à fin 2014, responsable du thème « Efficacité énergétique ». Ce thème s'appuie sur le développement d'une plateforme expérimentale multi-sources (pile à combustible, super-condensateurs, batteries, photovoltaïque) et multi-charges (passives et actives) pour tester la validité de nos modèles ainsi que les lois de commande et de diagnostic. La mise en place d'un nouveau banc au laboratoire est une charge très lourde, mais on peut dire que nous en avons progressivement récolté les résultats et cela grâce aux thèses successives ainsi qu'aux multiples collaborations qui l'ont nourri. Du point de vue de l'enseignement, je participe activement aux formations initiales de l'IUT (bac+1 et bac +2) ainsi qu'à l'école d'ingénieurs de Paris Sud PPS (bac+3 à bac +5) ainsi qu'à l'Ecole Centrale de Paris (bac+4) et au M2R REST.

Ce chapitre rassemble une grande partie des éléments factuels jalonnant ce parcours.

I Parcours professionnel

I.1 Etat civil

Nom : Béthoux
Prénom : Olivier
Age : 49 ans
Courriel : olivier.bethoux@centralesupelec.fr

I.2 Situation professionnelle actuelle

Grade : MCF, classe normale
Date de recrutement dans le corps : 01/09/2006
Adresse professionnelle : IUT de Cachan, Université Paris Sud,
9, Avenue Division Leclerc - BP 140 94230 Cachan Cedex
Etablissement d'affectation : IUT de Cachan
Lieu d'exercice enseignement : IUT de Cachan
Lieu d'exercice recherche et laboratoire : GeePs, Plateau de Moulon,
11 rue Joliot-Curie, 91192 GIF SUR YVETTE CEDEX
Equipe de rattachement : pôle « système » ECo2
et thème « Electronique de puissance et microgrid »

I.3 Cursus

Thèse de Doctorat : Université de Cergy-Pontoise (95) 2005

« Commande et Détection de Défaillance d'un Convertisseur Multicellulaire Série »

Composition du jury :

Jean-Paul HAUTIER (président),

Maurice FADEL et Alain GLUMINEAU (rapporteurs),

Jean-Pierre BARBOT (directeur),

Claude MARCHAND et Jean-Luc THOMAS (examineurs)

Serge POULLAIN (invité)

Agrégation de Génie Électrique 1997

Université des Sciences et Techniques de Lille (USTL), Diplôme d'étude approfondies (Spécialité : Génie
Electrique) 1990

Ecole Centrale de Lille (59), Diplôme d'Ingénieur 1990

I.4 Parcours professionnel

Centre de recherche Alcatel-Alstom de Marcoussis (91)

Ingénieur de recherche 1992 - 1997

Ingénieur au pôle « électronique de puissance », puis au pôle « contrôle-commande des systèmes électrotechniques »

IUFM de Créteil : lycée Evariste Galois de Noisy-le-Grand (93), Agrégé stagiaire 1997 - 1998

Centre Universitaire des Sciences et Techniques (CUST) - Polytech Clermont-Ferrand (63) PRAG 1998 - 1999

Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications (ENSEA) (95) PRAG 1999 - 2006

Chercheur dans la (nouvelle) équipe d'accueil ECS 2000 - 2006

Université Paris-Sud

Maître de Conférences 2006 - ...

- Chercheur au GeePS (Laboratoire de Génie Electrique et électronique de Paris) au sein du pôle « système » ECo2
- Enseignant à l'IUT de Cachan au sein du département GEii2

II Activités liées à l'enseignement

II.1 Vue générale

Depuis 1998, mes activités d'enseignement ont été très variées. Sur les cinq dernières années, elles se centrent sur l'IUT de Cachan où l'enseignement est essentiellement orienté autour de TP, de projets et de TD voire de cours/TD.

J'essaye tant que faire se peut de participer à la diffusion des connaissances synthétisées au laboratoire. Dans mon activité d'enseignant-chercheur cela passe par un fort couplage entre enseignement et recherche comme en témoigne les trois implications suivantes.

- Dans le cadre de la refonte des enseignements en 2ème année de GEII, j'ai été en 2006 responsable de la création d'un des 3 parcours du département GEII2 : l'Option Mécatronique. Il s'agit de montrer aux étudiants comment mettre en œuvre de systèmes complexes intégrant des mises en œuvre de contrôle-commande.
- Dans le cadre de la formation d'ingénieurs PPS électronique, j'ai participé activement à la création du programme de l'Option Conversion d'Energie (resp : Pr Marchand) de PPS électronique. Puis, au sein de cette option, j'ai créé (2007-2008) le module « Gestion d'Energie » (15 heures).
- Je participe également au module « énergies renouvelables » de l'Ecole Centrale de Paris en enseignant les systèmes pile à combustible (2^{ème} année de l'ECP) ainsi qu'au M2R REST en enseignant les systèmes photovoltaïques.

J'y ajoute un article pédagogique (ref1. 83) :

Article « Etude didactique des systèmes photovoltaïques : optimisation thermique et électrique » pour « La revue 3EI » (La revue 3EI, n°52, mars 2008, pp 59 – 72, (2008)) co-écrit par C. Jaouen et E. Lacombe, mes stagiaires, J-P. Kleider et moi-même.

Le tableau ci-dessous résume cette première vue générale en se focalisant sur une période récente d'enseignement :

Intitulé	Lieu	Année	Niveau	Volume
Cours/TD/TP/Projet Thème : Génie électrique, Energies renouvelables et gestion thermique, Traitement du signal, systèmes automatisés	IUT de Cachan (Université Paris Sud)	2006 - ...	Etudiants L1 et L2	220h/an
Cours / TD Gestion d'énergie, pile à combustible, systèmes photovoltaïques	Univ. P. Sud, Centrale Paris, Polytechnique	2009 - ...	Etudiants PPS 5 ^{ème} année ECP 4 ^{ème} année M2R REST	15h/an 3h/an 4h/an

II.2 Point plus détaillé :

☞ IUT de Cachan – Université Paris Sud

✓ Chargé de Cours, TD et TP au sein du département GEii2 2006 - ...

Niveau des étudiants : Bac +2 (Semestres 1, 2 et 3)

Matières enseignées : génie électrique, traitement du signal, systèmes asservis (170h/an)

Contribution à la rénovation pour s'adapter au nouveau public tant en termes de cours, de TD, de TP et d'évaluations (et auto-évaluations) (cf réforme des STI, modifications des attentes et des compétences initiales).

En particulier, mise en place de nouveaux travaux pratiques (S2 et S3) ayant comme fil rouge le traitement de signaux portant l'information sonore.

✓ Responsable pédagogique d'un parcours du 4e semestre : Parcours mécatronique 2006 - ...

- Niveau des étudiants : Bac +2 (Semestres 4)
- Nombre d'enseignants : 5
- Pour ce parcours de 120 H : Recrutement des intervenants, Organisation de l'emploi du temps, Bilan des heures, Préparation des jurys, Edition des relevés de notes, Coordination générale de la filière.
- Les parcours, et le parcours « mécatronique » en particulier, étant une création 2006, il a fallu coordonner la mise en place des contenus de Cours/TD (40h), TP (40h) et projets (40h).
- Organisation de réunions et réécriture de la maquette de la formation.

✓ Responsable du module complémentaire « Energies renouvelables » 2008 - 2012

- Création pédagogique générale des enseignements : cours/TD (30 H).
- Le module s'est transformé en un « parcours » spécifique (de 120H), désormais appelé « parcours énergie ».
- Organisation de réunions et réécriture de la maquette de la formation.

✓ Responsable du module complémentaire de Gestion thermique de bâtiment 2012 -

- Création pédagogique générale des enseignements : cours/TD (30 H).
- Organisation de réunions et réécriture de la maquette de la formation.

☞ Université Paris Sud – Ecole Polytechnique – Centrale Paris / SUPELEC

✓ Polytech' Paris Sud

2008 - ...

Responsable du module Gestion d'énergie

Cours + TD : Vision générale des enjeux énergétiques, ferme éolienne, centrale solaire, optimisation d'un système de gestion d'énergie. (15h/an)

J'ai dû créer ce module d'enseignement de 15h qui est une des nouvelles options dans la formation des ingénieurs PPS du département E2S.

✓ Centrale Paris / SUPELEC

2008 - ...

Création d'un cours sur la « filière hydrogène-énergie » (fabrication, transport/distribution, utilisation) pour le module optionnel « énergie renouvelables » créé conjointement par Centrale Paris et Supelec.

J'ai dû créer cet enseignement qui intègre une des nouvelles options « énergies renouvelables » dans la formation des ingénieurs ECP (2e année) et SUPELEC (3e année).

✓ Ecole Polytechnique, master REST (M2R)

2012 - ...

Création d'un cours sur les systèmes photovoltaïques (de la cellule à la centrale solaire et son intégration au réseau) pour le master recherche M2R « REST ».

J'ai dû créer cet enseignement qui complète la formation des masters REST.

☞ Documents d'enseignement

Cours, TD et bureau d'études pour le « Parcours mécatronique », DUT Génie Électrique et Informatique industrielle – Semestre 4

Cours, TD et pour le module « Gestion thermique de bâtiment », DUT Génie Électrique et Informatique industrielle – Semestre 4

Travaux Pratiques de « Traitement du signal Électronique pour les Capteurs », DUT Génie Électrique et Informatique industrielle – Semestre 3

Travaux Pratiques de « Traitement du signal Électronique pour les Capteurs », DUT Génie Électrique et Informatique industrielle – Semestre 2

Cours, TD et TP pour le module « Génie Electrique », DUT Génie Électrique et Informatique industrielle – Semestre 1 : hacheur / moteur à courant continu, / régime sinusoïdal

Cours, TD et TP pour le module « Gestion énergétique », Polytech Paris Sud – 5^{ème} année

Cours, pour le module « Systèmes photovoltaïque », Master REST, X

Cours « Filière hydrogène : production, stockage, utilisation », pour le module « Energies renouvelables », élèves ingénieurs ECP – 2^{nde} année

Cours, TD et TP « électronique de puissance », pour élèves ingénieurs ENSEA – 2^{nde} année

Cours, TD et TP, « machine synchrone », pour élèves ingénieurs ENSEA – 2^{nde} année

III Activités liées à la recherche

☞ Laboratoire :

LGEP (Laboratoire de Génie Electrique de Paris) devenu en janvier 2015 GeePs (Group of electrical engineering, Paris) et comprenant désormais un effectif d'une centaine de personnes titulaires. GeePs est structuré en trois pôles de recherche regroupant l'ensemble des activités : un pôle Matériaux (PHEMADIC), un pôle Electromagnétisme (PIEM), un pôle Systèmes (ECo2).

☞ Equipe et Thématique de recherche :

Equipe COCODI (Conception, commande et diagnostic) devenu en janvier 2015 pôle Systèmes (ECo2). Je suis plus particulièrement impliqué dans l'axe thématique « micro réseau ».

III.1 Gestion et participation aux projets

III.1.1 Projets :

ANR ATOS : association tandem optimisée pour le solaire. 2005 - 2008
Participation active au travail scientifique sur l'aspect « système »

EADS-SODERN : contrat industriel. 2005 – 2007
Participation active au travail scientifique et au suivi de projet par des rapports annuels. Le projet consistait en : « l'estimation de l'état interne du cœur de pile à combustible en s'appuyant sur les mesures électriques disponibles. »

DIGITEO : Convention de financement du projet N°2007-13D entre le « Digiteo triangle de la Physique », Supelec, LSS, LGEP et CEA. 2005 – 2008
Participation active au travail scientifique en mettant en place le banc « pile à combustible » associé au projet

Projet FUI SOFRACI 2009 – 2012
Participation active au travers du co-encadrement du thésard de l'IFSTTAR sur les aspects « défaillances ».

Projet GDR SEEDS entre le LGEP et FEMTO : 2010 – 2011
Commande de l'association pile à combustible / super-condensateurs.
Responsable du projet : Mickaël Hilairet (LGEP)

Projets Exploratoires Premier Soutien (PEPS) entre le L2S, LGEP et ECS-ENSEA : 2010 – 2012
GESE : « Gestion échantillonnée des systèmes énergétiques »
Responsable du projet : Marie-Dorothée Normand-Cyrot (L2S)
Participation active au travail scientifique en mettant en place et évaluant les nouvelles commandes synthétisées

Projet GDR SEEDS entre le LGEP et GREEN : 2012-2013
Caractérisation de défaut par mesure de champ.
Responsable du projet : Mélika Hinaje (GREEN)
Participation active au travail scientifique de modélisation et de relevés expérimentaux

PSA : contrat industriel d'accompagnement à la recherche. 2010-2013
Participation active au travail scientifique sur les aspects « optimisation de trajectoire » et « contrôle-commande »

Projet GDR SEEDS PI-SHS entre le LGEP et FEMTO :

Quels « Business Models » pour des solutions de stockage énergétique basées sur l'hydrogène ? 2014-2015

Responsable du projet : Fabienne Picard (FEMTO)

III.1.2 Gestion de séminaires

Responsable d'un numéro spécial pour la revue EPJAP 2010 – 2011

“Fuel cells improvements from fundamentals to power processing”

Définition d'une thématique en accord avec le journal, appel à communication, recherche de relecteurs compétents, suivi des relectures et des corrections...

Co-chair: Adel Razek

Responsable d'une session spéciale pour le congrès VPPC2010 2010

“Storage energy management in electric vehicles” of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2010.

Co-chair: Jordi Riera

Responsable d'une session spéciale pour le congrès VPPC2011 2011

“Energy storage and management systems in vehicles” of IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference 2011.

Co-chair: Loïc Boulon

Formateur à l'école d'été sur la REM (Madrid 2012) 2012

Application de la Représentation Énergétique Macroscopique (REM) aux systèmes énergétiques multi-sources.

Responsable de l'école d'été : Alain Bouscayrol (L2EP)

III.2 Encadrement de thèses et de stage

A ce jour, j'ai encadré des étudiants en thèse ou en sortie de thèse, et également en formation en master ou en école d'ingénieur.

III.2.1 Liste des thèses soutenues

☞ Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud : Toufik AZIB

- Taux d'encadrement : 70 %
- Soutenue le : 14 décembre 2010
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Contribution à l'étude d'électro-générateurs à pile à combustible - conceptions d'architectures et de leurs commandes.
- Directeur de thèse : Claude Marchand
- Composition du jury : Bernard DAVAT (Président), Marie-Cécile PERA et Alain BOUSCAYROL (Rapporteurs), Françoise BARBIER (examinateur), Claude MARCHAND (Directeur), Olivier BETHOUX (co-encadrant), J. F. CHARPENTIER (invité)
- Toufik Azib est devenu enseignant-chercheur à l'ESTACA (France).

☞ Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud : Antonio SANCHEZ SQUELLA

- Taux d'encadrement : 50 %
- Soutenue le : 09 mars 2011
- Lieu : L2S, Université Paris Sud
- Titre : Energy Management in Electric Systems Fed by Fuel Cell Stacks
- Directeur de thèse : Roméo Ortega (L2S)

- Composition du jury : Jean-Claude VANNIER (Président), Daniel HISSEL et Eric MONMASSON (Rapporteurs), Jean-Pierre BARBOT (examinateur), Romeo ORTEGA (Directeur), Olivier BETHOUX (co-encadrant), Françoise LAMNABHI-LAGARRIGUE (invitée)
- Antonio Sanchez Squella est devenu professeur au “Departamento Ingeniería Eléctrica”, de l’Universidad Técnica Federico Santa María à Valparaíso (Chile).

☞ Thèse de doctorat de l’Université Paris Sud : Emmanuel FRAPPE

- Taux d’encadrement : 40 %
- Soutenue le : 17 décembre 2012
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Architecture de convertisseur statique tolérante aux pannes pour générateur pile à combustible modulaire de puissance-traction 30kW
- Directeurs de thèse : Claude MARCHAND (UPSUD) et Gérard COQUERY (IFSTTAR)
- Composition du jury : Daniel HISSEL (Président), Philippe LE MOIGNE et Christophe TURPIN (Rapporteurs), Stéphane LEFEBVRE (examinateur), Claude MARCHAND et Gérard COQUERY (Directeurs), Olivier BETHOUX et Alexandre DE BERNARDINIS (co-encadrants)
- Emmanuel Frappé est devenu ingénieur au sein de “Schneider Electric”, à Pacy sur Eure (France).

☞ Thèse de doctorat de l’Université Paris Sud : Abdelfatah KOLLI

- Taux d’encadrement : 40 %
- Soutenue le : 11 décembre 2013
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Analyse d’une architecture de puissance dédiée aux modes traction–recharge dans un véhicule électrique - Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégradé
- Directeurs de thèse : Eric LABOURE (UPSUD) et Gérard COQUERY (IFSTTAR)
- Composition du jury : Daniel HISSEL (Président), Eric SEMAIL et Babak NAHID-MOBARAKEH (Rapporteurs), Eric MONMASSON (examinateur), Eric LABOURE et Gérard COQUERY (Directeurs), Olivier BETHOUX et Alexandre DE BERNARDINIS (co-encadrants), Luis DE SOUSA (invité)
- Abdelfatah Kolli est devenu post-doctorant au sein du laboratoire “FEMTO”, à Belfort (France) puis au sein de l’IFSTTAR à Satory (France).

☞ Thèse de doctorat de l’Université Paris Sud : Miassa TALEB

- Taux d’encadrement : 50 %
- Débutée le : 1 octobre 2012
- Soutenue le : 30 novembre 2015
- Lieu : Université Paris Sud et SUPELEC (Département Automatique)
- Titre : Exploitation des mesures électriques en vue de la surveillance et du diagnostic en temps réel des piles à combustible pour application en transport automobile.
- Directeurs de thèse : Olivier BETHOUX et Emmanuel GODOY (SUPELEC)
- Composition du jury : Dorothee NORMAND-CYROT (Présidente), Mickael HILAIRET et Maurice FADEL (Rapporteurs), Xuefang LIN SHI et Malek GHANES (Examineurs), Emmanuel GODOY et Olivier BETHOUX (Directeurs).
- Miassa TALEB est devenue post-doctorante au sein du laboratoire “L2S”, à Centrale-Supelec Gif-sur-Yvette (France)

III.2.2 Liste des thèses à soutenir

☞ Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud : Younane NASSIF

- Taux d'encadrement : 50 %
- Débutée le : 1 novembre 2010
- Lieu : Université Paris Sud et SUPELEC (Département Automatique)
- Titre : Estimation de l'état interne du cœur de pile à combustible en s'appuyant sur les mesures électriques disponibles.
- Directeurs de thèse : Olivier BETHOUX et Emmanuel GODOY (SUPELEC)
- Le sujet de thèse de Younane Nassif a été défini dans le cadre d'un contrat industriel des deux laboratoires (LGEP et département d'automatique) avec la société PSA. A la rentrée universitaire 2013, Monsieur Younane Nassif a bénéficié d'une inscription en quatrième année de thèse dans le but de lui permettre de faire aboutir son travail scientifique et de rédiger son mémoire de thèse.
- Ayant éprouvé des difficultés tout au long de sa thèse et dans toutes les activités de recherche, Younane Nassif est devenu ingénieur dans l'industrie : VALEO à Cergy (depuis mars 2015).

III.2.3 Liste des thèses en cours

☞ Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud : Khaled TAMIZI

- Taux d'encadrement : 50 %
- Débutée le : 1 novembre 2015
- Lieu : Université Paris Sud
- Titre : « Control of multicellular power converters for microgrids application ».
- Directeurs de thèse : Eric LABOURE
- Le sujet de thèse de Khaled TAMIZI est le contrôle des convertisseurs multicellulaires parallèle utilisés dans différentes fonctions d'un microréseau alimenté en particulier par des champs photovoltaïques.

III.2.4 Liste des principaux stages

☞ Stage de recherche, magistère 2^{ème} année : Cédric JAOUEN

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : juin 2007 au 31 juillet 2007
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Les panneaux solaires, source d'énergie électrique et thermique
- Encadrant : Olivier Béthoux
- Après une thèse au CEA INES, Cédric JAOUEN est devenu professeur agrégé à l'IUT de Tarbes.

☞ Stage de recherche, magistère 2^{ème} année : Erik LACOMBE

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : juin 2007 au 31 juillet 2007
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Conception d'un banc de pile à combustible ouvert et présentation d'une simulation dynamique d'une application.
- Encadrant : Olivier Béthoux
- Erik LACOMBE est devenu enseignant de Génie Electrique dans la Classe Préparatoire aux Grandes Ecole du Lycée Marcel Sembat à Sotteville Les Rouen.

☞ Stage de recherche, magistère 2ième année : Christophe GABART

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : juin 2007 au 31 juillet 2007
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Etude de convertisseurs fortement élevateurs de tension dédiés à la pile à combustible.
- Encadrant : Olivier Béthoux
- Après une thèse au CEA, LIST, Christophe GABART est devenu ingénieur – chercheur en reconnaissance d'images dans la société Planorama à Paris.

☞ Stage de Master M2R : Antonio SANCHEZ SQUELLA

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : 08 janvier 2007 au 30 juin 2007
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Conception d'un banc de pile à combustible ouvert et présentation d'une simulation dynamique d'une application.
- Encadrant : Olivier Béthoux
- Après une thèse entre le LSS et le LGEP, Antonio SANCHEZ SQUELLA est devenu professeur au Chili.

☞ Mémoire d'ingénieur CNAM : Joël CATHELIN

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : 1er janvier au 1er décembre 2008
- Soutenu en : mars 2009
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Contribution de l'électronique de puissance à la pile à combustible.
- Encadrant : Olivier Béthoux
- Joël CATHELIN est devenu ingénieur de recherche chez RENAULT SPORT (France), après avoir effectué une thèse de doctorat au LGEP (France).

☞ Contrat post-doctoral : Foudil DADOUCHE

- Taux d'encadrement : 75 %
- Dates : février 2008 au 31 août 2010
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Etude et réalisation d'un convertisseur statique pour système pile à combustible.
- Encadrant : Jean-Paul Kleider et Olivier Béthoux
- Foudil DADOUCHE est maître de conférences à l'UFR de Physique et Ingénierie de l'Université de Strasbourg (France). Il est chercheur au sein de l'équipe Systèmes et Micro-systèmes Hétérogènes (SMH).

☞ Stage de Master M2R : Hadj Daoud MOUSSELMAL

- Taux d'encadrement : 100 %
- Dates : avril 2009, date de fin : septembre 2009
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Optimisation de la gestion d'énergie d'un générateur constitué d'une pile à combustible et de supercondensateurs.
- Encadrant : Olivier Béthoux

- Hadj Daoud MOUSSELMAL est devenu thésard au Laboratoire de Génie Electrique et Ferroélectricité (LGEF) de l'INSA de Lyon sur la miniaturisation de systèmes piézoélectriques récupérateurs d'énergie à partir de vibrations mécaniques environnementales.

☞ Stage de Master M2R : Miassa TALEB

- Taux d'encadrement : 50 %
- Dates : avril à octobre 2012
- Lieu : SUPELEC, Gif Sur Yvette
- Titre : Modélisation et observation d'un système pile à combustible.
- Encadrant : Emmanuel Godoy et Olivier Béthoux
- Miassa TALEB est devenue une doctorante conjointe de SUPELEC et du LGEP (France).

☞ Stage de fin d'études (Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax) : Imen MILADI ELLEUCH

- Taux d'encadrement : 50 %
- Dates : février à juin 2013
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- • Titre : Contrôle optimal de chaînes de traction électrique alimentées par piles à combustible.
- Encadrant : Ghislain Remy et Olivier Béthoux
- Imen MILADI ELLEUCH est devenue ingénieur au sein de PSA.

☞ Stage de M1 (4ème année de l'école Polytech' Paris Sud) : Ziyue GAO

- Taux d'encadrement : 50 %
- Dates : juin à septembre 2014
- Lieu : LGEP, Université Paris Sud
- Titre : Contrôle optimal d'une chaîne de traction électrique alimentée par pile à combustible.
- Encadrant : Florence Ossart et Olivier Béthoux
- Ziyue GAO a continué ses études d'ingénieur en 5ème année de Polytech' Paris Sud.

☞ Stage de M1 (4ème année de l'école Polytech' Paris Sud) : Alexis SELLAMBIN

- Taux d'encadrement : 75 %
- Dates : juin à septembre 2015
- Lieu : GeePs, Université Paris Sud
- Titre : Mise en place des lois de commande pour le contrôle d'un entraînement par machine synchrone à phases séparées.
- Encadrant : Eric Berthelot et Olivier Béthoux
- Alexis Sellambin a continué ses études d'ingénieur à Polytech' Paris Sud.

☞ Contrat post-doctoral : Abdelfatah KOLLI

- Taux d'encadrement : 25 %
- Dates : février 2014 à janvier 2015
- Lieu : FEMTO ST, Belfort
- Titre : Etude et réalisation d'un convertisseur statique pour système pile à combustible.
- Encadrant : Arnaud Gaillard, Daniel Hissel, Alexandre de Bernardinis et Olivier Béthoux
- Abdelfatah KOLLI travaille actuellement sur un contrat de recherche à l'IFSTTAR (France).

III.3 Relations nationales et internationales

☞ GDR HySPàC (anciennement GDR PACS)

Membre du GDR « HySPàC » et avant de la communauté « systèmes pile à combustible » 2010 –

☞ Groupe MEGEVH

Membre du groupe « MEGEVH » coordonné par le Pr Alain Bouscayrol 2010 -

☞ Professeurs invités

Accueil de professeurs invités par l'Université Paris Sud (séjours de 1 mois) : 2011

- Pr Jordi Riera Colomer, Consejo Superior de Investigaciones Científicas
- Pr Maria Serra Prat, Universitat Politècnica de Catalunya
- Pr Sébastien Mariethoz, Swiss Federal Institute of Technology in Zurich (ETHZ)

☞ Accueil d'un maître de conférences invité pour son CRCT (1 semestre) : 2013

- MCF Mélika Hinaje, ENSEM / GREEN

III.4 Valorisation des résultats

III.4.1 Vers le milieu industriel : Brevets

4 brevets

- 1995 : Th. Meynard, J-P Lavieville, J. Gonzalez, O. Béthoux, Ph. Carrère
« Dispositif électronique de conversion de l'énergie électrique », FR 95 02 818 , au nom de GEC Alsthom, déposé le 10 mars 1995
- 1996 : O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas
« Procédé de commande pour machine électrique tournante, système d'asservissement pour la mise en œuvre de ce procédé et machine tournante pourvue de ce système », FR 96 07 015, au nom d'Alcatel Alsthom, 1996, « STARS I »
- 1997 : O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas
« Procédé de commande pour machine électrique tournante, système d'asservissement pour pour la mise en œuvre de ce procédé et machine tournante pourvue de ce système », FR 97 01 346, au nom d'Alcatel Alsthom, 1997, « STARS II »
- 1999 : O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas
“Rotating machine control command method, servocontrol system for implementing said method, rotating machine provided with a system of this kind”, United States patent, 5 907 228 , May 25, 1999

III.4.2 Vers le milieu scientifique : Articles de conférence et de revues

A ce jour, j'ai co-écrit

- 18 articles de revues (dont un prix du meilleur papier)
- 56 articles de congrès (dont un prix du meilleur article)
- 5 articles de congrès nationaux
- 1 article invité dans un congrès international
- 1 article dans une revue nationale

III.4.3 Vers le « grand public » : Diffusion des connaissances au « grand public »

Article pour « La revue 3EI » : La revue 3EI, n°52, mars 2008, pp 59 – 72, (2008).

C. Jaouen, E. Lacombe, O. Béthoux, J-P. Kleider

« Etude didactique des systèmes photovoltaïques : optimisation thermique et électrique »

Journée de la Science au plateau du Moulon

III.5 Expertise scientifique

III.5.1 Participation à des contrats

ANR ATOS	2005 – 2008
EADS-SODERN : contrat industriel.	2005-2007
DIGITEO : Convention de financement du projet N°2007-13D entre le « Digiteo triangle de la Physique », Supelec, LSS, LGEP et CEA.	2005-2008
Projet FUI SOFRACI	2009 – 2012
Projet GDR SEEDS « Commande de l'association pile à combustible / super-condensateurs »	2010-2011
PEPS - GESE : « Gestion échantillonnée des systèmes énergétiques »	2010-2012
Projet GDR SEEDS « Caractérisation de défaut par mesure de champ »	2012-2013
PSA : contrat industriel d'accompagnement à la recherche.	2010-2013
Projet GDR SEEDS PI-SHS « Quels « Business Models » pour des solutions de stockage énergétique basées sur l'hydrogène ? »	2014-2015

III.5.2 Participation à des jurys de thèse

11 participations à un jury de thèse

1. dont 5 en tant qu'examinateur :
 - a. Michael Hernandez, "Applications of modern control in power electronics"
Directeur de thèse : Françoise LAMNABHI-LAGARRIGUE et de Roméo ORTEGA
L2S, Gif-sur-Yvette, 2010
 - b. Wattana Kaewmanee, « Modélisation des piles à combustibles dans un environnement d'électronique de puissance »
Directeurs de thèse : Bernard DAVAT et Melika HINAJE
Université de Lorraine, GREEN, Nancy, le jeudi 8 mars 2012
 - c. Monsieur Bilal AMGHAR, « Modélisation, observabilité et commande de convertisseurs multicellulaires parallèles dans un environnement dédié »
Directeurs de thèse : Abdelmoumen Darcherif et Jean-Pierre Barbot
EMPI, Cergy-Pontoise, le lundi 1 juillet 2013
 - d. Monsieur Jonathan ZERAD, « Contribution à l'étude et au contrôle des convertisseurs résonnants dédiés au chauffage par induction : applications industrielles. »,

- ECS-ENSEA, Cergy-Pontoise, le mercredi 25 novembre 2015
Directeurs de thèse : Jean-Pierre Barbot et Pierre Toussaint
- e. Monsieur Soichi FUKUHARA, « Contribution à la tolérance aux défauts liés à la gestion de l'eau dans une pile à combustible à membrane échangeuse de proton. », Université de Franche-Comté, le vendredi 23 septembre 2016
Directeurs de thèse : Mohamed Becheriff et youcef Aït-Amirat
2. dont 5 en tant que co-encadrant :
- Toufik Azib
 - Antonio Sanchez
 - Emmanuel Frappé
 - Abdelfatah Kolli
 - Miassa Taleb
3. dont 1 en tant qu'invité :
- Leonardo J. Amet, "Control of switched systems: application to electrical systems"
Directeurs de thèse : Malek Ghanes et Jean-Pierre Barbot
ECS-ENSEA, Cergy-Pontoise, le jeudi 25 septembre 2014

III.5.3 Participation à des comités de sélection

J'ai participé à 10 comités de sélection :

- Membre du Comité de Sélection pour le poste MCF0983 à l'Université de Lorraine (63MCF0983) 2016
- Membre du Comité de Sélection pour deux postes d'enseignant-chercheur à l'école Centrale-Supelec 63 MCF 1751 2015
- Membre du Comité de Sélection pour le poste 63 MCF 1751 à l'Université des sciences et techniques de Lille (USTL) 2015
- Membre du Comité de Sélection pour le poste MCF 0287 à l'INP de Toulouse 2013
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 251 à l'ENSEM de Nancy 2012
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 0195 au CNAM de Paris 2012
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 0193 au CNAM de Paris 2010
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 0202 au CNAM de Paris 2009
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 0202 au CNAM de Paris 2009
- Membre du comité de Sélection pour le poste MCF 0012 à l'ENSEA 2009

III.5.4 Participation à des expertises ANR

ANRT (Thèses CIFRE) : 1 expertise 2009

ANR Blanc : 1 expertise 2010

ANR PAN-H : 1 expertise 2010

Participation à la relecture pour des revues internationales (volet3-5-5)

Je participe aux relectures de soumission par les pairs pour de nombreuses revues dont ;

- IEEE Transaction on Industrial Electronics
- IEEE Transactions on Vehicular Technology
- IEEE-TCASII
- ELSEVIER Control Engineering Practice
- EPJAP
- ELSEVIER International of Hydrogen Energy

III.6 Publications et communications

III.6.1 Articles de revues internationales à comité de lecture

A ce jour, j'ai co-écrit 18 articles de revues sur la période [2008 - 2015], essentiellement dans les revues des sociétés IEEE, ELSEVIER et EPJ.

refl. 1	Miassa Taleb, Olivier Béthoux, Emmanuel Godoy. Identification of a PEMFC fractional order model. International Journal of Hydrogen Energy, Elsevier, en ligne depuis le 28 septembre 2016 <10.1016/j.ijhydene.2016.07.056>
refl. 2	Olivier Bethoux, Eric Laboure, Ghislain Remy, Eric Berthelot Efficiency-optimal power partitioning for improved partial load efficiency of electric drives Electric Power Systems Research, Volume 142, January 2017, Pages 176-189 <10.1016/j.epsr.2016.09.014> en ligne depuis septembre 2016
refl. 3	Olivier Béthoux, Eric Labouré, Ghislain Remy, Eric Berthelot. Real-Time Optimal Control of a 3-phase PMSM in 2-Phase Degraded Mode. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, accepté en juin 2016 pour publication dans le journal IEEE-TVT.
refl. 4	Melika Hinaje, Olivier Béthoux, Guillaume Krebs, Bernard Davat. Non-intrusive Diagnosis of a PEMFC. IEEE Transactions on Magnetics, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015, 51 (3), <10.1109/TMAG.2014.2355497>. <hal-01238492>
refl. 5	Abdelfatah Kolli, Arnaud Gaillard, Alexandre De Bernardinis, Olivier Béthoux, Daniel Hissel, et al.. A review on DC/DC converter architectures for power fuel cell applications. Energy Conversion and Management, Elsevier, 2015, 105, pp.716-730. <10.1016/j.enconman.2015.07.060>. <hal-01271001>
refl. 6	Mickael Hilairet, Olivier Bethoux, Malek Ghanes, Valentin Tanasa, Jean-Pierre Barbot, et al.. Experimental validation of a sampled-data passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2015, 62 (8), pp.5187-5194. <10.1109/TIE.2014.2362497>. <hal-01101293>
refl. 7	M. Becherif, H.S. Ramadan, K. Cabaret, F. Picard, N. Simoncini, et al.. Hydrogen Energy Storage: New Techno-Economic Emergence Solution Analysis. Energy Procedia, Elsevier, 2015, 74, pp.371-380. <10.1016/j.egypro.2015.07.629>. <hal-01270968>
refl. 8	Victor Ramirez, Roméo Ortega, Olivier Bethoux, Antonio Sánchez-Squella. A dynamic router for microgrid applications: Theory and experimental results. Control Engineering Practice, Elsevier, 2014, 27, pp.23-31. <10.1016/j.conengprac.2014.02.005>. <hal-00965207>

refl. 9	Olivier Bethoux, Emmanuel Godoy, Ivan Roche, Bruno Naccari, Miassa Amira Taleb, et al.. A new state-observer of the inner PEM fuel cell pressures for enhanced system monitoring. The European Physical Journal Applied Physics, 2014, 66 (3), 13 p. <10.1051/EPJAP/2014130167>. <hal-01084090>
refl. 10	M. Hilairet, M. Ghanes, O. Bethoux, V. Tanasa, J. Barbot, D. Normand-Cyrot A passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system Control Engineering Practice, Vol. 21, Issue: 8, 2013, pp. 1097-1109, doi: 10.1016/j.conengprac.2013.04.003 Prize for 2011-2013; one of three best papers
refl. 11	Abdelfatah Kolli, Olivier Béthoux, Alexandre De Bernardinis, Eric Labouré, Gérard Coquery. Space Vector PWM Control Synthesis for a H-Bridge Drive in Electric Vehicles. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2013, 62 (6), pp.2441,245. < 10.1109/TVT.2013.2246202 >. <hal-00953792>
refl. 12	A. De Bernardinis, E. Frappé, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application: Simulation with fault tolerant strategy European Physical J. Applied Physics. (EPJ-AP). Ed.EDP Sciences, Vol. 58, Issue: 2, 9 May 2012, pp. 20901_1-15, < 10.1051/epjap/2012120056 >
refl. 13	Reine Talj, Toufik Azib, Olivier Bethoux, Ghislain Remy, Claude Marchand, et al.. Parameter analysis of PEM fuel cell hysteresis effects for transient load use. The European Physical Journal Applied Physics, 2011, 54 (2), pp.23410. <10.1051/epjap/2011100266>. <hal-00761646>
refl. 14	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Ghislain Remy, Claude Marchand. Saturation Management of a Controlled Fuel-Cell/Ultracapacitor Hybrid Vehicle. IEEE Transactions on Vehicular Technology, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2011, 60 (9), pp.4127-4138. <10.1109/TVT.2011.2165092>. <hal-00712480>
refl. 15	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Ghislain Remy, Claude Marchand, Eric Berthelot. Système hybride à pile à combustible et supercondensateur : Structures, contrôle-commande et gestion d'énergie. European Journal of Electrical Engineering, 2011, 14 (2-3), pp.363-382. <10.3166/ejee.14.363-382>. <hal-00712485>
refl. 16	Foudil Dadouche, Olivier Bethoux, Marie-Estelle Gueunier-Farret, Erik Johnson, Pere Roca I Cabarrocas, et al.. Geometrical optimization and electrical performance comparison of thin-film tandem structures based on pm-Si:H and $\mu\text{c-Si:H}$ using computer simulation. EPJ Photovoltaics, EDP sciences, 2011, 2, pp.20301. <10.1051/pvd/2011001>. <hal-00642129>
refl. 17	E. Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery, D. Candusso, F. Harel PEM fuel cell fault detection and identification using differential method: simulation and experimental validation European Physical J. Applied Physics. (EPJ-AP). Ed.EDP Sciences, Vol. 54, no. 2, 18 May 2011, pp. 23412_1-11,

	< 10.1051/epjap/2011100277 >.
refl. 18	Foudil Dadouche, Olivier Bethoux, Jean-Paul Kleider. New silicon thin-film technology associated with original DC-DC converter: An economic alternative way to improve photovoltaic systems efficiencies. Energy, Elsevier, 2011, 36 (3), pp.1749-1757. <10.1016/j.energy.2010.12.054>. <hal-00710738>
refl. 19	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Ghislain Remy, Claude Marchand, Eric Berthelot. An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitors Power Source. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Institute of Electrical and Electronics Engineers, 2010, Vol. 57 no. 12, pp.4024-4031. <10.1109/TIE.2010.2044123>. <hal-00555690> 67 paper citations selon IEEEExplore (27/11/2016)
refl. 20	Olivier Béthoux, Joel Cathelin. Design of a high voltage input - output ratio dc-dc converter dedicated to small power fuel cell systems. The European Physical Journal Applied Physics, 2010, 52 (3), <10.1051/epjap/2010148>. <hal-00646462>
refl. 21	Olivier Bethoux, Jean-Pierre Barbot, Mickaël Hilairat. Multicell actuator based on a sliding mode control. European Physical Journal - Applied Physics, 2008, 43, pp.217-223. <hal-00352636>

III.6.2 Articles de conférences internationales à comité de lecture

A ce jour, j'ai co-écrit 56 articles de congrès sur la période [2000 – 2015].

refl. 22	Abdelfatah Kolli, Alexandre De Bernardinis, Zoubir Khatir, Arnaud Gaillard, Olivier Béthoux, et al.. Part-load control strategy of a 20kW SiC power converter for embedded PEMFC multi-stack architectures. IEEE. Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE, Nov 2015, Yokohama, Japan. IEEE, pp.004627 - 004632, Industrial Electronics Society, IECON 2015 - 41st Annual Conference of the IEEE. <10.1109/IECON.2015.7392821>. <hal-01271085>
refl. 23	M. Becherif, H. S. Ramadan, K. Cabaret, F. Picard, N. Simoncini, O. Bethoux Hydrogen Energy Storage: New Techno-Economic Emergence Solution Analysis TMREES15 International Conference, Beirut-Lebanon, April 17-20, 2015, pp. 1-10
refl. 24	A. De Bernardinis, O. Béthoux, K. Mazouz Current-Fed Inverter Topologies applied to Modular power Fuel Cells Fundamentals & Development of Fuel Cells (FDFC2015), Toulouse, France, 3 – 5 February 2015, pp. 1-6
refl. 25	A. Kolli, A. Gaillard, A. De Bernardinis O. Bethoux, D. Hissel, Z. Khatir Design and control of a high frequency six-phase interleaved DC/DC converter based on SiC power MOSFETs for a PEMFC

	Fundamentals & Development of Fuel Cells (FDFC2015), Toulouse, France, 3 – 5 February 2015, pp. 1-6
refl. 26	Miassa Amira Taleb, Emmanuel Godoy, Olivier Bethoux, Dina Irofti. Modeling and identification of PEM fuel cell system by fractional impedance model. IFAC 2014, Aug 2014, Cape Town, South Africa. Proceedings of the 19th World Congress of the International Federation of Automatic Control, IFAC Proceedings Volumes, Volume 47, Issue 3, 2014, Pages 2125-2131. <10.3182/20140824-6-ZA-1003.01627> . <hal-01083447>
refl. 27	M. Ghanes, O. Bethoux, M. Hilairret, J-P. Barbot Fuel Cell System Control under Converter Losses with Experimental Results 19th World Congress The International Federation of Automatic Control (IFAC 2014), Cape Town, South Africa. August 24-29, 2014
refl. 28	Miassa Amira Taleb, Emmanuel Godoy, Olivier Bethoux, Dina Irofti. Frequential identification of a Proton Exchange Membrane Fuel Cell (PEMFC) fractional order model. IECON'2014, Oct 2014, Dallas, United States. Proceedings of the 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pages: 5647 – 5653. <10.1109/IECON.2014.7049365> . <hal-01084390>
refl. 29	Abdelfatah Kolli, Olivier Béthoux, Alexandre De Bernardinis, Eric Labouré, Gérard Coquery. Sensitivity analysis of the control of a three-phase open-end winding H-bridge drive . Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE , Oct 2014, Dearborn, United States. pp.1 - 6 Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2014 IEEE < http://ieeexplore.ieee.org/xpls/abs_all.jsp?arnumber=6861843 >. <10.1109/ITEC.2014.6861843> . <hal-01271074>
refl. 30	Melika Hinaje, Olivier Bethoux, Guillaume Krebs, Bernard Davat. Non-intrusive Diagnosis of a PEMFC. Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2014), May 2014, Annecy, France. <hal-01104506>
refl. 31	Melika Hinaje, Rafael-Antonio Linares-Lamus, Kévin Berger, Olivier Bethoux, Guillaume Krebs, et al.. Caractérisation de défauts par mesures de champ. Jeunes Chercheurs en Génie Électrique (JCGE'2014), Jun 2014, Saint-Louis, France. p. 6, 2014. <hal-01119610>
refl. 32	Younane Nassif, Emmanuel Godoy, Olivier Bethoux, I. Roche. Dynamic Model and Experimental Validation of a PEM Fuel Cell System. ENEFM 2013, Oct 2013, Antalya, Turkey. pp. CD-Rom, 2013. <hal-00931226>
refl. 33	A. Kolli, T. Nafziger, A. De Bernardinis, O. Bethoux, E. Laboure, G. Coquery Innovative Space Vector PWM control strategy for H-Bridge meeting specific electric vehicle drive constraints Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on, pp.1,10, 2-6 Sept. 2013, Lille (France)
refl. 34	Alexandre De Bernardinis, Olivier Bethoux, Emmanuel Frappé. Power converter for fault tolerant segmented PEMFC and associated technology. FDFC 2013, Apr 2013, Karlsruhe, Germany. pp.1-9, 2013.

	<hal-00932672>
refl. 35	S. Mariethoz, O. Bethoux, M. Hilairet A distributed model predictive control scheme for reducing consumption of hybrid fuel cell systems IEEE IECON 2012, Montreal, Canada, 25 October 2012, pp. 868 - 873
refl. 36	O. Bethoux, G. Remy, J. Riera, M. Sera, T. Azib Analyses of energy management strategies for a PEMFC/UC electric vehicle IEEE VPPC 2012, Séoul, Corée, 9 October 2012, pp. 956 – 961 < DOI: 10.1109/VPPC.2012.6422778 >
refl. 37	M. Hilairet, M. Ghanes, O. Bethoux, V. Tanasa, J.P. Barbot, D. Normand-Cyrot Analyses of energy management strategies for a PEMFC/UC electric vehicle IEEE VPPC 2012, Séoul, Corée, 9 October 2012, pp. 956 - 961
refl. 38	Mickaël Hilairet, Valentin Tanasa, Olivier Bethoux, Dorothée Normand-Cyrot. A passivity-based controller with charge estimation for coordination of converters in a fuel cell System. PPPSC'12, Sep 2012, Toulouse, France. pp.1-5, 2012. <hal-00783090>
refl. 39	V. Ramirez, R. Ortega, R. Grino, Sanchez-Squella, O. Bethoux Theory and experimental results of two dynamic energy routers American Control Conference (ACC), June 27-29, 2012, Montreal, Canada Pages: 2128 - 2133, DOI: 10.1109/ACC.2012.6315077
refl. 40	Alexandre De Bernardinis, Emmanuel Frappé, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Gérard Coquery. Electrical architecture for high power segmented PEM Fuel Cell in vehicle application. REVET 2012, Mar 2012, Hammamet, Tunisia. pp.15 - 22, 2012, <10.1109/REVET.2012.6195242>. <hal-00932671>
refl. 41	Malek Ghanes, Olivier Bethoux, Mickaël Hilairet, Jean-Pierre Barbot. Validation expérimentale d'une commande aux perturbations singulières d'un système pile à combustible/super capacités. CIFA, Jul 2012, Grenoble, France. 2012. <hal-00753001>
refl. 42	Malek Ghanes, Mickaël Hilairet, Jean-Pierre Barbot, Olivier Bethoux. Singular Perturbation Control for coordination of converters in a Fuel Cell System. ELECTRIMACS, Jun 2011, Cergy-Pontoise, France. 2011. <hal-00752998>
refl. 43	Toufik Azib, Mickaël Hilairet, Olivier Bethoux, Reine Talj. Experimental validation of a Passivity-Based Controller for coordination of converters in a fuel cell system. Fundamentals & Developments of Fuel Cells (FDFC) Conference, Jan 2011, Grenoble, France. 2011. <hal-00999213>
refl. 44	Mickaël Hilairet, Olivier Bethoux. A Passive Controller-Observer for Coordination of Converters in a Fuel Cell System. ISIE 2011, Jun 2011, Gdansk, Poland. pp.1-6, 2011.

	<hal-00712523>
refl. 45	Toufik Azib, Mickaël Hilairet, Olivier Bethoux, Reine Talj. Experimental validation of a passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell System. FDFC 2011, Jan 2011, Grenoble, France. pp.1-6, 2011. <hal-00712524>
refl. 46	Mickaël Hilairet, Olivier Bethoux, Toufik Azib, Reine Talj. Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control of a Fuel Cell System. ISIE 2011, Jun 2011, Gdansk, Poland. pp.1-6, 2011. <hal-00712527>
refl. 47	Mickaël Hilairet, Olivier Bethoux, Toufik Azib, Reine Talj. Commande non-linéaire d'un système pile à combustible supercondensateur. CIFA 2011, Jun 2011, Nancy, France. pp.1-6, 2011. <hal-00712528>
refl. 48	Ghislain Remy, Mojtaba Kamali Nejad, Toufik Azib, Olivier Bethoux, Claude Marchand. Structuration de modèles pour l'optimisation parallélisée sous Matlab. Webinar DIMOCODE de la communauté "Actionneurs Électriques", May 2011, Paris, France. <hal-00712515>
refl. 49	Malek Ghanes, Mickaël Hilairet, Jean-Pierre Barbot, Olivier Bethoux. Singular perturbation control for coordination of converters in a fuel cell system. Electrimacs 2011, Sep 2011, Cergy-Pontoise, France. pp.1-6, 2011. <hal-00712520>
refl. 50	E. Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery A soft-switching four-port DC-DC converter for segmented PEM fuel cell power management in vehicle application IEEE VPPC 2011, Chicago, USA, 6 September 2011, pp. 1 – 6 DOI: 10.1109/VPPC.2011.6043104
refl. 51	Mickael Hernandez-Gomez, Roméo Ortega, Françoise Lamnabhi-Lagarrigue, Olivier Bethoux, Gérardo Escobar. Robust adaptive PI stabilization of a quadratic converter : Experimental results. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Jul 2010, Bari, Italy. 2010. <hal-00555969>
refl. 52	Emmanuel Frappé, Alexandre De Bernardinis, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Gérard Coquery. Action palliative par le convertisseur statique en cas de défaillance d'un générateur PAC modulaire de puissance. Université de Nantes, IREENA, Polytech Nantes. EPF 2010, Electronique de Puissance du Futur, Jun 2010, Saint Nazaire, France. 6p, 2010. <hal-00615205>
refl. 53	X. Rain, M. Hilairet, O. Bethoux Comparative study of various current controllers for the switched reluctance machine IEEE VPPC 2010, Lille, France, September 2010, pp. 1 – 6 < DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729145 >
refl. 54	Fernando Tiefensee, Mickaël Hilairet, Dorothée Normand-Cyrot, Olivier Bethoux. Sampled-data energetic management of a Fuel Cell/Supercapacitor system. VPPC 2010, Sep 2010, Lille, France. pp.1-6, 2010, <10.1109/VPPC.2010.5729225>. <hal-00712526>

refl. 55	T. Azib, G. Remy, O. Bethoux, C. Marchand Control strategy with saturation management of a Fuel Cell-ultracapacitors hybrid vehicle IEEE VPPC 2010, Lille, France, September 2010, pp. 1 – 6 DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729194
refl. 56	M. Kamali Nejad, T. Azib, G. Remy, O. Bethoux, C. Marchand Optimization of a Power Electronic Structure for Hybrid Fuel cell/Ultracapacitors Vehicle IEEE VPPC 2010, Lille, France, September 2010, pp. 1 – 6 < DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729165 >
refl. 57	E. Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery Corrective Action with Power Converter for Faulty Multiple Fuel Cells Generator used in Transportation IEEE VPPC 2010, Lille, France, September 2010, pp. 1 -6 DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729037
refl. 58	T. Azib, R. Talj, O. Bethoux, C. Marchand Sliding Mode Control and Simulation of a Hybrid Fuel-Cell Ultracapacitor Power System IEEE International Symposium Industrial Electronics, ISIE'10, Bari, IT, 1 July 2010, pp. 3425-3430 DOI: 10.1109/ISIE.2010.5636361
refl. 59	M. Hilairet, O. Bethoux, T. Azib, R. Talj Interconnection and Damping Assignment Passivity-Based Control of a Fuel Cell System IEEE International Symposium Industrial Electronics, ISIE'10, Bari, IT, 1 July 2010, pp. 219 – 224 DOI: 10.1109/ISIE.2010.5637582
refl. 60	M. Hernandez-Gomez, R. Ortega, M. Lambert, F. Lamnabhi-Lagarrigue, O. Bethoux, G. Escobar Robust Adaptive PI Stabilization of a Quadratic Converter: Experimental Results IEEE International Symposium Industrial Electronics, ISIE'10, Bari, IT, 1 July 2010, Pages: 2999 – 3004 DOI: 10.1109/ISIE.2010.5637660
refl. 61	Olivier Bethoux, Mickaël Hilairet, Toufik Azib. A new on-line state-of-health monitoring technique dedicated to PEM fuel cell. 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2009, Nov 2009, Porto, Portugal. 6 p., 2009. <hal-00447258>
refl. 62	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Ghislain Remy. Structure and Control Strategy for a Parallel Hybrid Fuel Cell/Supercapacitors Power Source. IEEE-VPPC 2009, The 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Sep 2009, Dearborn, United States. pp. 1858-1863, 2009. <hal-00447269> Best paper award
refl. 63	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Eric Berthelot, Ghislain Remy. Comparaison d'architectures d'hybridation d'une pile à combustible avec des supercondensateurs. EF 2009, Électrotechnique du futur, Sep 2009, COMPIEGNE, France. 11 p., 2009.

	<hal-00447270>
refl. 64	Toufik Azib, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Eric Berthelot. Supercapacitors for Power Assistance in Hybrid Power Source with Fuel Cell. IEEE-IECON 2009, the 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov 2009, PORTO, Portugal. pp. 11-18, 2009. <hal-00447272>
refl. 65	Bernard Davat, Stéphan Astier, Toufik Azib, Olivier Bethoux, Denis Candusso, et al.. Fuel cell-based hybrid systems. IEEE -ELECTROMOTION 2009, 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems, Jul 2009, Lille, France. pp.1-11, 2009. <hal-00503182>
refl. 66	Ghislain Remy, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Hussein Dogan. Review of MPPT Techniques for Photovoltaic Systems. 2nd International Conference on Energy and Environmental Protection in Sustainable Development, Nov 2009, Hebron, France. 2009. <hal-00447246>
refl. 67	Foudil Dadouche, Olivier Bethoux, Eric Labouré, E.V. Johnson, Pere Roca I Cabarrocas, et al.. A system study on silicon thin-film pm-Si:H/ μ c-Si:H tandem cell structure. 24th European Photovoltaic Solar Energy Conference, Sep 2009, Hambourg, Germany. pp. 3699-3705, 2009. <hal-00446011>
refl. 68	Foudil Dadouche, Olivier Bethoux, Marie-Estelle Farret-Gueunier, E.V. Johnson, Pere Roca I Cabarrocas, et al.. Comparative study of thin-film silicon cell tandem structures pm-Si:H/ μ c-Si:H in system association prospect. European Materials Research Society – EMRS Spring Meeting, 2009, Strasbourg, France. pp.CD-Rom Proceedings, 2009. <hal-00446008>
refl. 69	O. Bethoux, J.P. Barbot, M. Hilairret Fault-tolerant architecture for motor drive system Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems IET, Paris, 2007
refl. 70	M. Hilairret, O. Bethoux, F. Auger Fault-tolerant speed measurement for the control of a DC-motor Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems IET, Paris, 2007.
refl. 71	O. Bethoux, J.P. Barbot, M. Hilairret Commande permettant le contrôle du convertisseur multicellulaire série à nombre non premier de cellules Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA), 2004, Bordeaux, France.
refl. 72	O. Bethoux, T. Floquet, J.P. Barbot Modes glissants et convertisseurs multicellulaires Conférence Internationale Francophone d'Automatique (CIFA), 22-24 Novembre 2004. Douz - Tunisie.
refl. 73	O. Bethoux, T. Floquet, J.P. Barbot Multi-cell chopper direct control law preserving optimal limit cycles

	IEEE International Conference on Control Applications (CCA 2002), Glasgow, UK, 2002
refl. 74	O. Bethoux, J.P. Barbot Analysis and feedback design for a levitation system 13th EAEEIE Annual Conference, York, GB, April 2002
refl. 75	O. Bethoux, J.P. Barbot, M. Djemai On the problem of fault detection and residual generation 39th IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Sydney, NSW Australia; 12-15 December 2000, vol.5, pp.4335,4340
refl. 76	O. Bethoux, M. Perelle A three-phase rectifier with reduced pollution 15th IEEE Conference on Telecommunications Energy Conference, INTELEC '93, Paris, France; 12- 27-30 Sep 1993, pp.459,462 vol.2

III.6.3 Articles de congrès nationaux à comité de lecture

A ce jour, j'ai co-écrit 5 articles de congrès nationaux sur la période [2007 - 2011].

refl. 77	A. Kolli, A. De Bernardinis, O. Bethoux, R. Lallemand, G. Coquery, E. Labouré Approche préliminaire de la défaillance et des contraintes critiques associées d'une cellule d'onduleur 6 bras dans une chaîne de traction pour véhicule électrique Électrotechnique du Futur, Belfort - France, FR, 15 December 2011, pp. 1-10
refl. 78	Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery Architecture électrique de sortie pour générateur pile à combustible de forte puissance Électrotechnique du Futur, Belfort - France, FR, 15 December 2011, pp. 1-10
refl. 79	Emmanuel Frappé, Alexandre De Bernardinis, Olivier Bethoux, Claude Marchand, Gérard Coquery Action palliative par le convertisseur statique en cas de défaillance d'un générateur PAC modulaire de puissance EPF 2010, Electronique de Puissance du Futur, Saint Nazaire : France (2010)
refl. 80	T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, E. Berthelot Comparaison d'architectures d'hybridation d'une pile à combustible avec des supercondensateurs Électrotechnique du futur, Compiègne, FR, 24 September 2009, pp. 1-11
refl. 81	O. Bethoux, J.P. Barbot Architecture de variateur de vitesse tolérante aux défauts Congrès Electrotechnique du Futur (EF'2007), Toulouse, FR, September 2007

III.6.4 Conférences données à l'invitation d'un comité d'organisation dans un congrès international

A ce jour, j'ai co-écrit 1 article invité dans un congrès international.

refl. 82	G. Remy, O. Bethoux, C. Marchand, H. Dogan Review of MPPT Techniques for Photovoltaic Systems
----------	--

	2nd International Conference on “Energy and Environmental Protection in Sustainable Development”, Hebron, IL, November 2009
--	---

Articles de revue nationale (volet3-7-5)

A ce jour, j’ai co-écrit 1 article dans une revue nationale.

refl. 83	C. Jaouen, E. Lacombe, O. Bethoux et J-P. Kleider Etude didactique des systèmes photovoltaïques - optimisation thermique et électrique La Revue 3EI, n°52, mars 2008 pages 59-72 (2008)
----------	---

Brevets (volet3-7-6)

A ce jour, j’ai co-rédigé 4 brevets.

refl. 84	Th Meynard, J-P Lavieville, J. Gonzalez, O. Béthoux, Ph Carrère Dispositif électronique de conversion de l’énergie électrique Brevet : FR 95 02 818 -(au nom de GEC Alsthom, déposé le 10 mars 1995)
refl. 85	O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas Procédé de commande pour machine électrique tournante, système d’asservissement pour la mise en œuvre de ce procédé et machine tournante pourvue de ce système FR 96 07 015 , au nom d’Alcatel Alsthom, 1996, « STARS I »
refl. 86	O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas Procédé de commande pour machine électrique tournante, système d’asservissement pour pour la mise en œuvre de ce procédé et machine tournante pourvue de ce système FR 97 01 346 , au nom d’Alcatel Alsthom, 1997, « STARS II »
refl. 87	O. Béthoux, G. Bornard, S. Poullain, J-L Thomas Rotating machine control command method, servocontrol system for implementing said method, rotating machine provided with a system of this kind United States patent, 5 907 228 , May 25, 1999

III.6.5 Rapports de recherche à diffusion restreinte

A ce jour, j’ai co-écrit 3 rapports à diffusion restreinte.

refl. 88	Contribution Des Mesures Electriques Au Diagnostic Des Piles à Combustible Basse Température Rapport 1 Novembre 2011
refl. 89	Contribution Des Mesures Electriques Au Diagnostic Des Piles à Combustible Basse Température Rapport 2 Novembre 2012

ref1. 90	Contribution Des Mesures Electriques Au Diagnostic Des Piles à Combustible Basse Température Rapport 3 Novembre 2013
----------	---

« L'Utopie n'est pas le rêve. Elle est ce qui nous manque dans le monde. »

Edouard Glissant, in La cohée du Lamentin

Rapport de synthèse

Dans le domaine de la recherche, mes activités ont couvert des applications et des domaines variés et le présent mémoire a pour vocation à en rassembler une grande partie sous un dénominateur commun. Le retour sur moi-même exigé par cet exercice d'introspection me permet de dégager trois grandes lignes concourantes :

1. Tout d'abord l'étude des systèmes électriques sous leur aspect énergétique.
2. Ensuite un regard systémique pour dégager les leviers d'action du point de vue conception mais surtout pour améliorer la conduite du procédé étudié.
3. Enfin, une prise en compte minutieuse des contraintes technologiques du dispositif étudié dans le but de réaliser une optimisation pertinente. („Der Teufel steckt im Detail“, comme le souligne Friedrich Nietzsche dans « Ainsi parlait Zarathoustra »)

Ce faisceau convergent de lignes de tensions m'amène tout naturellement à choisir pour ce mémoire l'intitulé synthétique suivant : « Optimisation des systèmes énergétiques sous contraintes technologiques ». Etant donné les domaines explorés, ce thème s'appuie sur une recherche insatiable de « preuves de concept », ce qui m'a conduit à développer maquettes et prototypes tout au long de ma carrière. J'en tire une certaine fierté mais surtout une infinie reconnaissance pour tous ceux qui m'ont accompagné dans cette tâche certes exaltante mais ô combien exigeante, ingrate et laborieuse. Qu'ils en soient remerciés !!!

La figure Fig 2. 1 donne un résumé illustré de ce mémoire qui va se développer selon deux volets :

1. Le premier couvre la conception et le contrôle des systèmes énergétiques utilisant le « vecteur électricité ». On y trouvera des contributions sur les architectures électriques de puissance dédiées au générateurs Pile à Combustible (PàC) d'une part et aux machines synchrones (MS) dans le cadre du véhicule électrique (VE) d'autre part.
2. Le second couvre la surveillance de tels systèmes en se restreignant aux capteurs nécessaires pour leur contrôle en temps réel. Mes contributions en la matière se rapportent au suivi de l'état interne d'une Pile à Combustible.

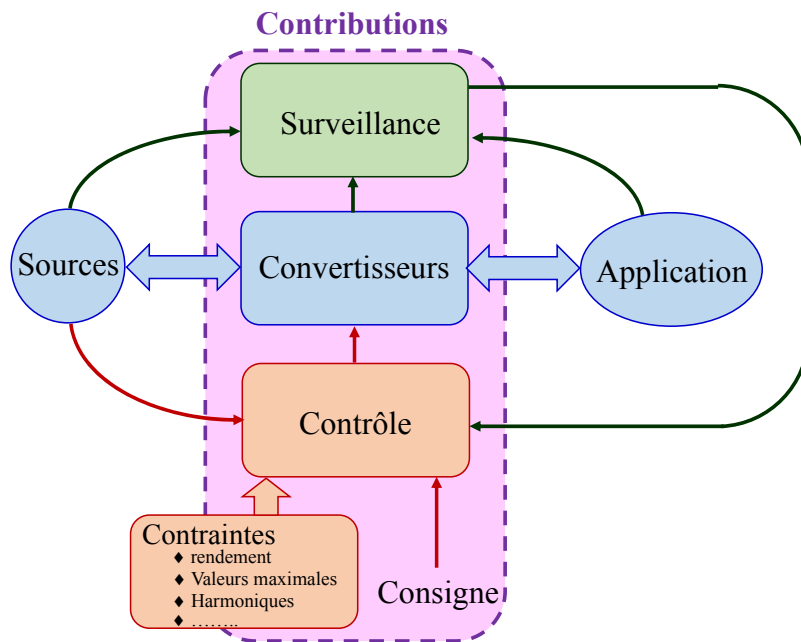


Fig 2. 1 : Résumé synthétique des différentes contributions couvertes par ce mémoire

« Le pouvoir, l'argent et le sexe, disait mon prof d'histoire, voilà le trio infernal qui mène les hommes. Quand vous aurez compris cela, messieurs, vous aurez tout compris. Et l'amour? Écoutez, on parle de choses sérieuses ici, lançait-il alors de sa voix tonitruante,... »

Dany Laferrière in Vers le sud

I Gestion de puissance

Mon arrivée au laboratoire a coïncidé avec la volonté du LGEP de développer plus spécifiquement une activité autour de l'efficacité énergétique. Pendant de nombreuses années (2008 à 2014), j'ai fait émerger et ai animé ce nouveau thème et, j'espère, contribué à son rayonnement [ref1. 10 et ref1. 62]. Je continue à y prendre une part active en participant à la vie du nouveau thème « Electronique de puissance et micro-réseaux » désormais animé par ma collègue Florence Ossart.

Sous tendues par les trois préoccupations évoquées en introduction, mes contributions ont portées sur

1. l'interface de conditionnement électrique en sortie d'un électro-générateur à base de pile à combustible ;
2. et sur le pilotage d'un entraînement électrique particulier en mode dégradé, en mode d'optimisation énergétique.

I.1 Electro-générateur hybride à base de pile à combustible

I.1.1 Contexte

Pilotés par la croissance démographique continue, les besoins énergétiques n'ont cessé d'augmenter depuis la révolution industrielle. Entre 1973 et 2012, la consommation mondiale d'énergie primaire a été presque multipliée par 2,2 tandis que le poids des hydrocarbures demeurait largement prépondérant (passant de 86,7% à 81,7 %). Dans le même temps, force est de constater que l'utilisation finale a vu la part de l'électricité croître de façon significative (facteur 2) pour représenter presque un cinquième des consommations [ref 2.1.1 2]. Elle propose une énergie localement propre, facilement modulable et offre un grand nombre de services finaux. Or méthane, pétrole et charbon sont polluants et à l'origine des inquiétudes formulées par les climatologues et les rapports du GIEC sur le pilotage du climat par les activités humaines [ref 2.1.1 3]. La question revient alors à trouver une vraie efficacité énergétique et à augmenter très significativement la part des énergies renouvelables (solaire, éolien, hydraulique, houlomotrice, etc) dans le mix énergétique. C'est en tous les cas l'ambition fixée par la feuille de route de l'Union Européenne : une diminution de 80 % de émissions de gaz à effet de serre à raison de 80 à 95 % d'ici 2050 par rapport au niveau de l'UE en 1990 [ref 2.1.1 4]. Les briques technologiques existent (panneau photovoltaïque, éolienne, turbine, etc) ou sont en cours de maturation (houlo-générateur, etc) et créent généralement de l'énergie électrique. L'intégration d'une part importante voire totale de ces énergies dans le réseau électrique est donc désormais étudiée attentivement [ref 2.1.1 5]. Pour permettre l'ajustement permanent de la demande irrégulière et de l'offre variable, le décalage temporel des réponses aux appels de puissance est utilisé grâce aux « réseaux intelligents », mais il est également nécessaire d'intégrer une part significative de stockage dans le réseau. L'étude de l'ADEME note que le scénario 100% ENR nécessitera pour le réseau français différents niveaux de stockage :

- Un stockage inter saisonnier d'une puissance de 17 GW ;

- Un stockage à moyen-terme (infra-hebdomadaire réalisé par Station de Transfert d'Énergie par Pompage / STEP) de 7 GW ;
- Un stockage à court-terme (infra-hebdomadaire) de 12 GW.

Or, une étude commanditée par GRTgaz au cabinet E-CUBE a montré que la seule solution permettant ce stockage inter saisonnier est bien la production d'hydrogène par électrolyse de l'eau [ref 2.1.1 6]. L'hydrogène devient alors un vecteur d'énergie permettant l'optimisation d'un système complètement fondé sur les énergies renouvelables. S'il n'en est pas la solution, il permet d'assurer la cohérence entre production et besoin à l'échelle de l'année. Le développement réussi des différentes briques technologiques (électrolyseur, réservoir, pile à combustible, pipeline de transport, etc) peut amener à revoir l'équation économique des réseaux d'énergie. On peut constater la mise au point de démonstrateurs tant sur le territoire national (Ajaccio, Dunkerque,...) que dans le monde (Allemagne, Etats-Unis, Corée et Japon particulièrement). La plateforme MYRTTE (Mission hYdrogène Renouvelable pour l'inTégration au réseau Electrique) installée en Corse (Ajaccio) réalise le couplage au réseau d'un champ de panneaux photovoltaïques et d'une batterie H₂ / O₂. Il s'agit donc de stockage d'énergie solaire pour réseau insulaire. Le stockage est de 2 MWh et la puissance de 0,250 MW. Dans son quatrième plan stratégique pour l'énergie, le gouvernement japonais souhaite que 50 à 70 % des nouvelles voitures soient de nouvelles générations (gaz naturel, batteries et H₂ / pile à combustible). De même il ambitionne 1,4 millions de PàC résidentielles (co-génération) à l'horizon 2020 et 5,3 millions à l'horizon 2030. Après le constructeur automobile coréen Hyundai (ix35 fuel cell), le leader mondial Toyota commercialise une berline électrique spécifique (Mirai) à pile à combustible (114 kW) disposant d'un réservoir sous 700 bars : ce type de véhicule offre une autonomie de l'ordre de 500km et une recharge en moins de 5 minutes [ref 2.1.1 7, ref 2.1.1 8]. D'autres marchés de niche émergent comme les alimentations de secours silencieuses (Axane par exemple), les chariots de manutention n'émettant pas de polluants à l'intérieur des locaux et se rechargeant rapidement (Air Liquide et Plug Power par exemple), ou les piles à combustible dans les avions [ref 2.1.1 9, ref 2.1.1 10] pour la réalisation de multiples services à bord (électricité, chaleur, eau, humidification, gaz inertant, etc).

Nous voyons donc qu'il y a une forte demande sociétale pour la maturation d'une filière hydrogène dans laquelle chaque brique technologique est importante et doit contribuer au développement d'un nouveau système énergétique fondé sur les énergies renouvelables souvent intermittentes. Le travail mené ici se situe dans ce contexte général mais se focalise sur la pile à combustible et plus particulièrement sur les piles à combustible de type PEM [ref 2.1.1 11]. Parmi les différentes technologies de piles, la pile à membrane échangeuse de protons (PEM-FC) présente en effet des attraits majeurs, au rang desquels nous relèverons une grande rapidité de mise en route, une grande cyclabilité, un coût relativement bas, une facilité de mise en œuvre et un bon rendement [ref 2.1.1 12 - ref 2.1.1 15].

Si mon arrivée au sein du laboratoire a coïncidé avec la volonté du Geeps d'apporter sa contribution sur ce sujet, force est de constater que les recherches sur la pile à combustible étaient bien avancées dans de nombreux laboratoires industriels et universitaires nationaux et internationaux. Du point de vue de la recherche française, la communauté « système pile » commençait à se structurer et nous l'avons rejointe peu avant son intégration dans le GDR PACS qui deviendra ensuite GDR HYPAC. Les laboratoires français de référence dans le domaine (système pile) sont entre autres le laboratoire FEMTO, le laboratoire LAPLACE, le laboratoire GREEN, le CEA à Grenoble, l'IFSTTAR à Belfort et à Satory.

1.1.2 Contributions

Les contributions de cette partie ont été réalisées dans le cadre de plusieurs thèses et projets collaboratifs (projet Digiteo, projets SEEDS (Systèmes d'Énergie Electrique dans leur Dimension Sociétale), projet interne IFSTTAR). Elles ont été réalisées autour d'un banc multi-sources multi-charges que nous avons mis en place à mon arrivée. Ce banc a été initié à partir de fonds du L2S issus de deux programmes : le Réseau thématique de recherche avancée Digiteo et le Réseau Européen d'Excellence en contrôle hybride HYCON. Par la suite, le laboratoire GeePs a complété l'investissement de départ.

Thèses : Toufik Azib, Antonio Sanchez Squella, Emmanuel Frappé

Mémoire CNAM : Joël Cathelin

Articles couvrant ce volet des contributions :

- Articles de revue : [refl. 5 , refl. 8, refl. 10, refl. 12, refl. 15, refl. 19, refl. 20]
- Articles de congrès : [refl. 22 , refl. 24, refl. 25, refl. 27, refl. 34 - refl. 47, refl. 49-refl. 52, refl. 54 - refl. 60, refl. 62 - refl. 65, refl. 78 - refl. 80]

1.1.3 Gestion de puissance d'un système PàC hybridé

Ce travail a été fortement dynamisé par une thèse ministérielle confiée au GeePs et portée par monsieur Toufik AZIB [ref 2.1.1 16]. Lors de cette thèse a été mis en place le banc dédié à l'hybridation autour d'un système pile de 1200 kW, de différents bancs de super-condensateurs, de convertisseurs de puissance et d'une charge pilotable et réversible. Cette thèse a donc permis d'aborder certains points de la gestion de puissance des systèmes PàC hybridés.

Si les piles à combustible produisent une électricité localement propre et offrent avec le réservoir d'hydrogène une autonomie intéressante, force est de constater que les performances du système (en termes de rendement énergétique, continuité de service, dégradations, durée de vie, ...) sont fortement affectées par les conditions opératoires de la pile : en particulier le convertisseur de puissance [ref 2.1.1 18], la température extérieure, la présence d'eau liquide dans le stack, la présence de polluants dans les amenées de réactifs, les vibrations, le coefficient stœchiométrique, la variabilité de la puissance électrique soutirée au stack, etc [ref 2.1.1 19 - ref 2.1.1 21]. Parmi tous ces paramètres, l'évolution du courant de la pile est un élément important à prendre en compte [ref 2.1.1 22 , ref 2.1.1 23]. Une expérience de longue haleine a montré une dégradation significativement plus importante d'une pile cyclée avec un fort ratio (courant crête / courant moyen) comme c'est le cas dans de nombreux profils de mission de type transport par exemple. Au-delà de 100 heures de fonctionnement, la diminution irréversible de la tension de cellule (680 mV nominal) était de $80 \mu\text{V}\cdot\text{h}^{-1}$ alors que pour une pile utilisée au courant moyen elle n'est que de $50 \mu\text{V}\cdot\text{h}^{-1}$. Ces tests de vieillissement prouvent qu'il est important de limiter les effets délétères pour la pile d'une dynamique de charge trop importante. Une des raisons principales de l'action de la demande de puissance sur la durée de vie d'une pile à combustible tient au retard entre l'amenée des réactifs et la consommation électrochimique exigée par le courant sous tiré par l'application. Ce phénomène est lié à la lenteur de la boucle d'air due tout à la fois au compresseur [ref 2.1.1 24, ref 2.1.1 25] et à la bande passante du capteur de débit [ref 2.1.1 26]. Dans le cas d'une augmentation rapide de la puissance électrique, on constate une baisse rapide de la pression partielle de dioxygène dans les parties actives de la cathode (phénomène connu sous le nom anglais de « oxygen starvation ») entraînant des dégradations irréversibles des parties actives, en particulier la consommation du carbone support [ref 2.1.1 27 - ref 2.1.1 30].

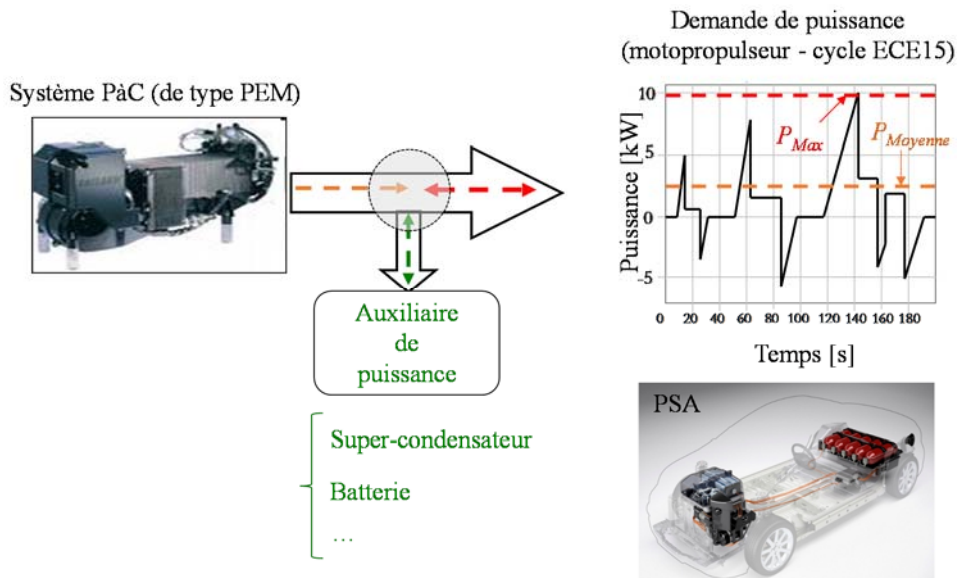


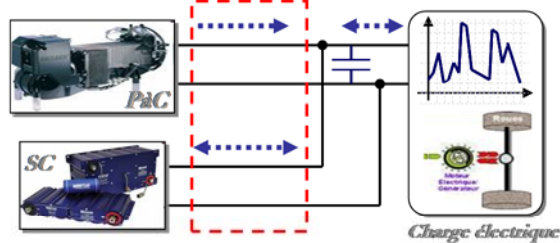
Fig 2.1.1 1 : système PàC hybride

Il en résulte qu'il est important d'associer la pile (source de puissance pourvoyeuse principale d'énergie) avec une ou des sources auxiliaires capables de fournir sans dommages les pics de puissance, permettre les comportements en récupération d'énergie (qui sont une configuration typique des profils de mission des applications traction), voire pallier la défaillance momentanée de la PàC (figure Fig 2.1.1 1). Les sources permettant de remplir cette fonction sont les super-condensateurs [ref 2.1.1 33 - ref 2.1.1 37] ainsi que les batteries en particulier la technologie Lithium-ion [ref 2.1.1 38 - ref 2.1.1 41]. Les défis de l'hybridation consistent à augmenter la durée de vie du système de fourniture d'énergie sans en majorer le prix et en essayant d'en améliorer le rendement. Pour y parvenir, de nombreuses études ont été menées avant la nôtre, en termes d'architecture de puissance [ref 2.1.1 42 - ref 2.1.1 44] mais aussi de méthodes de contrôle du système hybride [ref 2.1.1 45 - ref 2.1.1 59] ; cette problématique sera approfondie par la suite avec un intérêt particulier pour l'hybridation directe des cellules avec des super-condensateurs [ref 2.1.1 60 - ref 2.1.1 66] ainsi que pour la gestion énergétique sur des profils de mission. Pour notre part, nous avons cherché à :

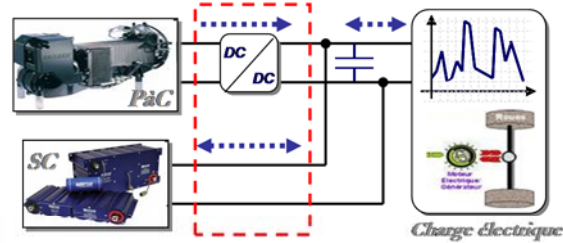
1. mettre à plat l'ensemble des possibles ;
2. structurer la commande en puissance de l'architecture qui nous paraissait la plus prometteuse ;
3. Etablir des preuves de stabilité des commandes proposées ;
4. Intégrer l'ensemble des contraintes permettant
 - a. de garantir un fonctionnement robuste du système en dehors du mode normal ;
 - b. d'assurer un bon suivi malgré des performances dégradées sur la période d'échantillonnage du microcontrôleur.

1.1.3.a Architectures

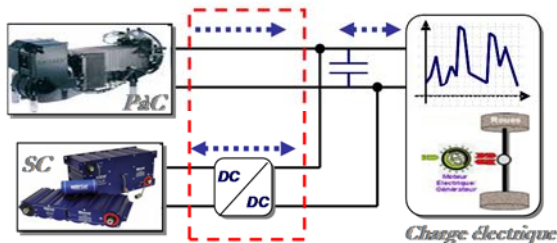
Le nœud évoqué à la figure Fig 2.1.1 1 peut être réalisé de différentes manières : la figure Fig 2.1.1 2 les répertorie.



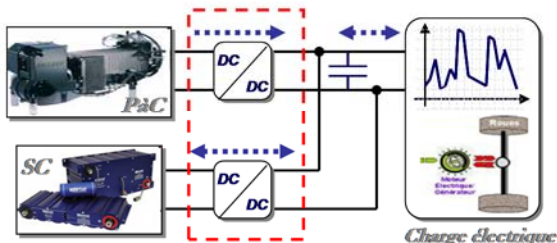
[GRC-2007] M. García Arregui and al, Clean Electrical Power Conference, Capri, 2007.



[Blun-2012] B. Blunier and al, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 61, no. 6, 2012.



[AZIB-2010] T. AZIB and al, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, Issue.12, 2010



[THOU-2008] P. THOUNTHONG and al, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 54, N° 6, Dec. 2008.

Fig 2.1.1 2 : Les différentes architectures d'interconnexion de la source principale (PàC) et de la source secondaire (stockage)

On recense donc :

1. La première structure [ref 2.1.1 67] consiste à interconnecter chaque source directement à la charge via le bus DC. En régime permanent, la pile fournit la puissance nécessaire à la charge tandis que le banc de super-condensateurs demeure chargé à la valeur de tension résultant de ce point de fonctionnement. En régime transitoire, le principe consiste à profiter de la différence entre la valeur d'impédance de la pile [ref 2.1.1 68] et celle du super-condensateur [ref 2.1.1 69] ; le but est que les courants transitoires de la charge circulent préférentiellement dans les super-condensateurs plutôt que dans la pile à combustible. Cette considération peut amener à sur-dimensionner la capacité du banc de super-condensateurs. De plus la gestion naturelle de la puissance peut elle aussi induire un surdimensionnement de cette capacité. En effet, l'état de charge des super-condensateurs est directement relié à la tension de la pile qui, elle-même, est corrélée à la puissance fournie par la PàC. On voit par-là que le dimensionnement des constituants est fortement couplé et contraint par cette solution. En dernier lieu le coût de cette solution est également augmenté la nécessité d'une procédure de démarrage particulière afin d'éviter le phénomène de « starvation » évoqué plus haut. Cela peut consister en une résistance de limitation de courant de pré-charge, en un hacheur auxiliaire ou encore en la maîtrise du débit d'hydrogène [ref 2.1.1 64 , ref 2.1.1 70].
2. La seconde solution consiste justement à contrôler la puissance fournie par la pile par un convertisseur DC-DC tout en conservant la connexion directe des SCs à la charge afin de dériver directement la puissance transitoire de celle-ci vers l'organe de stockage [ref1. 72]. Le filtrage ayant eu lieu en aval, ce convertisseur statique n'est donc dimensionné que pour la puissance filtrée et non la puissance crête exigée par la charge. Le principe de gestion d'énergie de cette solution repose sur un contrôle lent de la consigne de puissance du convertisseur interfacé avec la pile. De ce fait, la répartition des puissances s'effectue correctement quelles que soient les impédances des deux constituants du groupe électrogène. Cette réalisation est facile à obtenir quelle que soit la puissance. De plus disposer d'un convertisseur entre la PàC et les SCs permet naturellement la fonction pré-charge de ceux-ci sans perturber le fonctionnement de la PàC. En revanche, cette fonctionnalité implique la réalisation d'un hacheur abaisseur. Or comme nous avons déjà vu que la PàC est une source de puissance délivrant une tension assez réduite et à dynamique importante, cela signifie que la tension de la charge doit être faible (et son courant important). Ajoutons que le niveau du module de SCs doit lui aussi varier de manière significative pour que sa capacité C_{SC} reste économiquement

viable à puissance disponible donnée. Ce second impératif implique une tension de charge encore plus faible lors de certains transitoires. Ceci est antinomique avec le choix de la majeure partie des applications de puissance qui privilégie la montée en tension pour réduire les pertes Joule. Le seul moyen de rendre cette solution acceptable est d'envisager un circuit de pré-charge auxiliaire et de concevoir un hacheur élévateur. Toutefois, d'un point de vue efficacité énergétique, force est de remarquer que toute l'énergie convertie sous forme électrique doit subir les pertes inhérentes au convertisseur de puissance. On peut donc conclure à la portée limitée de cette solution.

3. Dans la troisième solution que nous proposons [ref1. 19], la PàC est cette fois-ci directement connectée à la charge tandis que l'élément de stockage (SCs) est associé aux deux sources précédentes par un convertisseur d'interface bidirectionnel en puissance. L'intérêt de ce convertisseur est qu'il n'est utilisé que de manière intermittente, puisqu'il assure l'adaptation des grandeurs électriques (tension / courant) entre les SCs et la charge. Une partie de la puissance délivrée par la pile transite directement vers la charge sans subir les pertes inhérentes au fonctionnement d'un convertisseur statique. Par ailleurs, contrairement aux deux cas précédents, l'énergie disponible (à la décharge ou à la recharge) est désormais découplée de la puissance délivrée par la pile et peut être contrôlée par le pilotage du système. En dernier lieu, le convertisseur peut servir de circuit contrôlé pour pré-charger le module de SCs. En revanche, cette solution a le même inconvénient que les deux solutions précédentes : la tension délivrée à la charge est forcément fluctuante. D'un point de vue opérationnel, la défaillance du convertisseur associé au banc de SC n'entraîne pas l'arrêt de la fonction principale de l'électro-générateur mais uniquement son fonctionnement en mode dégradé : puissance instantanée réduite, dynamique de puissance modérée.
4. La quatrième solution ajoute un degré de liberté pour pallier l'inconvénient précédent ; elle consiste à associer à chaque source de l'électro-générateur un convertisseur statique. Ces deux degrés de liberté permettent le découplage total des paramètres du cœur de pile (nombre de cellules, surface de celles-ci, etc) et de ceux du banc de super-condensateurs. Du point de vue de la gestion d'énergie, la puissance instantanée de la PàC n'induit pas les capacités de stockage ou de restitution des SCs et la dynamique de contrôle imposée à chaque convertisseur va permettre de régler le partage des puissances au gré des sollicitations de la charge. Du point de vue de la réalisation, le convertisseur dédié à la PàC est unidirectionnel et généralement élévateur de tension. Celui dédié aux SCs est quant à lui bidirectionnel en puissance et est en général un hacheur abaisseur / élévateur de tension selon le mode de fonctionnement (récupération / fourniture d'énergie). Du point de vue du contrôle, cette solution est intéressante par sa richesse, car elle permet un contrôle total de tous les composants : répartition de la puissance instantanée de la charge, état de charge des SCs et régulation de la tension délivrée à la charge [ref1. 73]. En revanche, elle doit toutefois supporter les inévitables pertes associées à chaque convertisseur statique. En particulier, la puissance délivrée par la source primaire (PàC) est continuellement diminuée par les pertes de son convertisseur. Par ailleurs, du point de vue industriel, l'augmentation du nombre de composants augmente le coût, la possibilité de pannes et de problèmes de commande. Et la défaillance du convertisseur associé à la PàC entraîne l'arrêt de la fonction principale de l'électro-générateur.

Parmi les quatre architectures répertoriées, la structure à un degré de liberté avec une commande appropriée était totalement novatrice et méritait d'être explorée en détail. C'est la raison pour laquelle, nous y avons investi nos efforts. Ceux-ci ont, entre autres, portés sur :

1. La caractérisation des constituants et particulièrement des sources ;
2. La conception d'une structure de commande adaptée au système à piloter ;
3. La mise en place de stratégies pour prendre en compte le degré de liberté offert par la surabondance de sources pour fournir à chaque instant la puissance exigée par la charge ;
4. La mise en sécurité du système pour prendre en compte les limites des constituants.

1.1.3.b Caractérisation des sources :

La mise en place d'un contrôle demande une étape de modélisation exigeant une caractérisation des éléments principaux. Dans notre cas, il s'agit essentiellement du banc de SC et du système pile. Pour le premier, un modèle linéaire du premier ordre semble suffisant pour décrire le comportement dynamique du système (Fig 2.1.1 3). Pour le second, nous avons dû mener une étude plus précise [ref1. 13] pour bien déterminer la raison du phénomène d'hystérésis observé lors des réponses basses fréquences du système PàC. En effet, il est important d'évaluer les dynamiques qui doivent être allouées à chaque source ; pour la PàC, il nous faut construire un contrôle de puissance capable d'éviter le phénomène d'appauvrissement en oxygène à la cathode. En particulier, une sollicitation harmonique du système PàC (Nexa de Ballard) autour d'un point de fonctionnement fait apparaître un phénomène d'hystérésis plus ou moins marqué selon la fréquence d'excitation. Nous avons construit un modèle 0D pour représenter le fonctionnement du système PàC. Il est alors apparu que l'on pouvait au premier ordre négliger l'évolution de la température et du taux d'humidité et attribuer la majeure partie du phénomène au temps de réponse de la boucle d'air et au volume d'air dans la cathode (Fig 2.1.1 5). Cela permettait de retrouver la largeur comme le sens de balayage (trigonométrique ou horaire) du phénomène d'hystérésis en fonction du point de polarisation et de la fréquence de sollicitation (Fig 2.1.1 6). En particulier, on voit que dans le cas de ce système pile, le phénomène d'appauvrissement en réactif (pression partielle instantanée d'oxydant faible lorsque la densité de courant est élevée) est assez prononcé dès que l'on dépasse la fréquence de 0,1 Hz. Cela nous conduit donc à un cahier des charges allouant à la pile Nexa Ballard une bande passante réduite allant de 0 Hz à 0,05 Hz (Fig 2.1.1 7). Ainsi, dans cette bande de fréquence, la modélisation retenue est un modèle quasi-statique représentée par une courbe V-I [ref 2.1.1 68] qui s'approxime correctement sur sa plage de fonctionnement par un polynôme d'ordre 5.

Pour parvenir à satisfaire le cahier des charges (une bande passante de la PàC limitée aux fréquences inférieures à 0,05 Hz), nous allons nous inspirer de la méthode du découpage fréquentiel du profil de mission qui a été proposée par le laboratoire Laplace de Toulouse [ref 2.1.1 56 , ref 2.1.1 80].

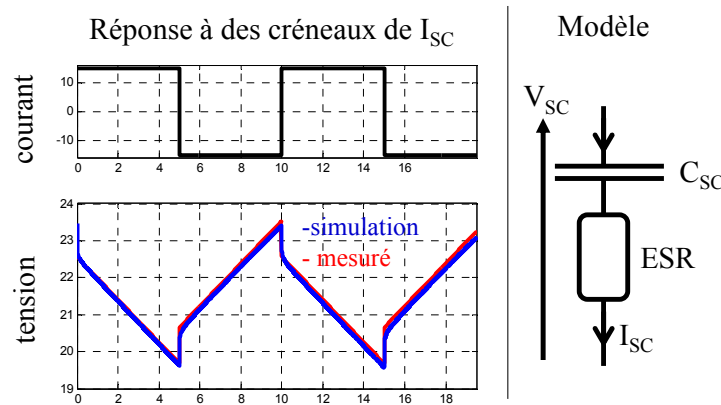


Fig 2.1.1 3 : Caractérisation et modélisation du banc de SC

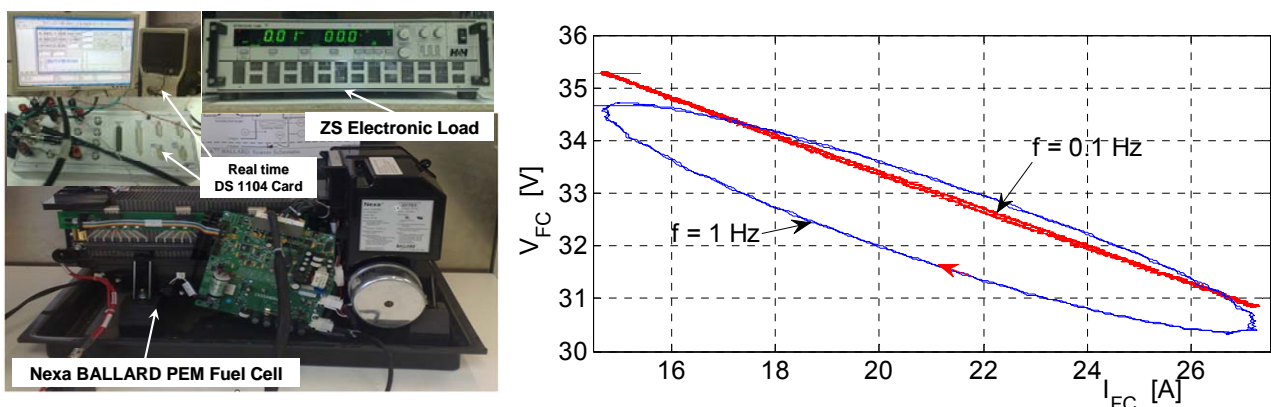


Fig 2.1.1 4 : Résultats expérimentaux à la température de $T = 45^{\circ}\text{C}$, avec un courant sinusoïdal d'amplitude réduite

($I_{\text{polarisation}} = 21 \text{ A}$ et $\Delta I = 7 \text{ A}$)

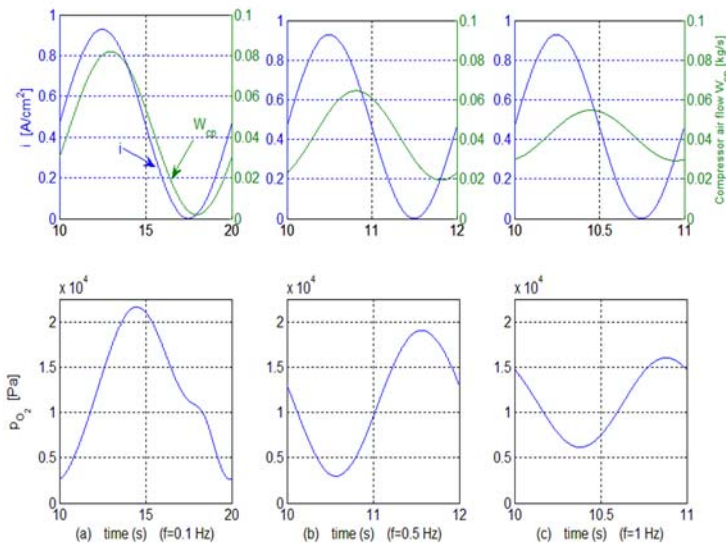


Fig 2.1.1 5 : Réponses temporelles du débit compresseur (W_{cp}) et de la pression partielle de dioxygène (p_{O_2})

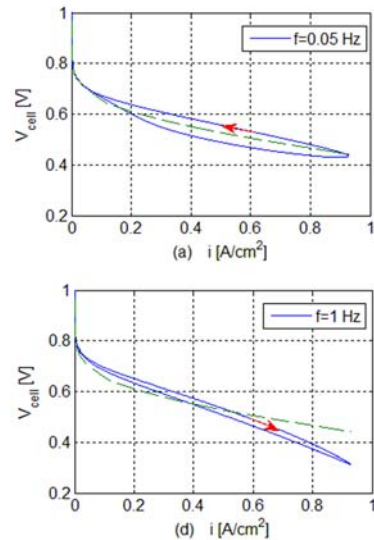


Fig 2.1.1 6 : Réponse temporelle du système PaC dans le plan V-I

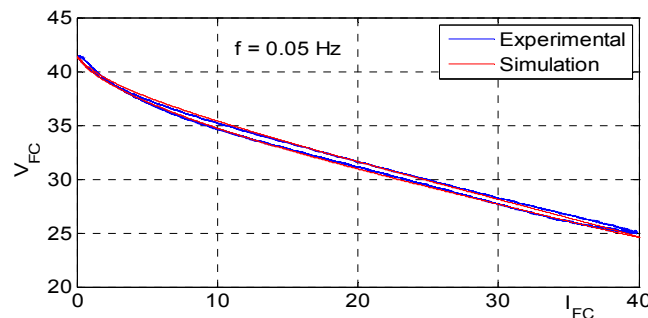


Fig 2.1.1 7 : Comparaison des résultats expérimentaux et de simulation à la température de $T = 45^\circ\text{C}$ et à la fréquence de $f = 0,05 \text{ Hz}$.

1.1.3.c Conception d'une structure de commande par inversion de modèle :

Les éléments du système étant maintenant bien définis, il nous faut mettre en place une structure de contrôle adaptée et performante vis-à-vis du cahier des charges. Pour cela, nous nous sommes tout naturellement tournés vers la représentation énergétique macroscopique (REM) développée par le laboratoire d'Électrotechnique et d'Électronique de Puissance (L2EP) de Lille au début des années 2000 [ref 2.1.1 73] et dorénavant enseigné dans de nombreux établissements universitaires de par le monde [ref 2.1.1 74] et utilisé au sein de plusieurs équipes de recherche et développement académiques ou industrielles [ref 2.1.1 75 - ref 2.1.1 79]. Elle paraît adaptée à notre problématique car c'est un outil particulièrement conçu pour mettre en évidence les échanges énergétiques dans les problèmes multidisciplinaires. De plus son caractère graphique contraint le modélisateur puis le concepteur de la commande à respecter des règles méthodologiques précises. Si cet outil présente un gain notable pour réaliser des simulations bien structurées, force est de constater que la force principale de la REM est de permettre de construire une structure de commande par inversion de la représentation graphique. Si cette inversion n'indique pas l'algorithme de contrôle à mettre en place, elle est néanmoins riche en enseignements et permet d'exhiber les contraintes (moins de variables de contrôle que d'objectifs) ou au contraire les degrés de liberté (surabondance de variables de contrôle par rapport au nombre d'objectifs) qu'une stratégie peut utiliser.

Concrètement, la REM vise à discriminer entre :

1. Les éléments sans stockage pouvant être inversé par une commande.
2. Les éléments avec stockage ne pouvant être inversé en temps réel sans violer le principe de causalité intégral. Ces éléments nécessitent donc la mise en place d'une action de correction afin de construire avec la dynamique appropriée (réglage du correcteur) la grandeur de commande permettant d'atteindre la valeur désirée.
3. Les éléments source délimitant les frontières du système et imposant les contraintes de causalité intégrale nécessaires pour clore le modèle.

On voit donc que cette démarche va permettre de concevoir par effet miroir une structure (maximale) de contrôle qui pourra éventuellement être simplifiée en fonction des mesures auxquelles le système donne réellement accès.

Dans le cas de l'électro-générateur hybride utilisant un unique convertisseur associé à l'élément de stockage (SC), nous notons (Fig 2.1.1 8) :

1. Deux éléments modélisés comme sans stockage d'énergie et donc associés à des relations permettant d'inverser commande et effet ; ces éléments n'imposent donc pas la causalité intégrale au système étudié. Plus précisément, il s'agit :

- a. Du nœud de courants : ce nœud énergétique partage la tension du bus V_{Bus} comme une variable commune et se représente par des pictogrammes carrés imbriqués distribuant les quatre courants $(i'_{SC}, i_{P\grave{a}C}, i_{CH}, i_{Cbus})$ contraints par leur somme nulle :

$$(i'_{SC}) + (i_{P\grave{a}C}) + (i_{CH}) + (-i_{Cbus}) = 0$$

Cette relation rigide peut être utilisée dans le sens souhaitée.

- b. De la cellule de commutation du hacheur associé au banc de SC. Il s'agit d'un élément de conversion mono-physique (électrique) sans stockage d'énergie représenté par un pictogramme carré. Cet élément présente une troisième entrée, la fonction de modulation u_{SC} de la cellule de commutation de commande qui constitue le vecteur de réglage de l'élément. Les équations qui régissent cet élément de conversion sont rigides (càd ne font pas intervenir de dérivées des variables d'entrée et de sortie) :

$$\begin{cases} v'_{SC} = u_{SC} \cdot v_{SC} \\ i'_{SC} = u_{SC} \cdot i_{SC} \end{cases}$$

Si on ne considère que le modèle moyen du convertisseur DC-DC, on peut faire intervenir le rapport cyclique d_{SC} de la commande modulée u_{SC} :

$$\begin{cases} v'_{SC} = d_{SC} \cdot v_{SC} \\ i'_{SC} = d_{SC} \cdot i_{SC} \end{cases}$$

2. Deux éléments de stockage d'énergie qui fixent la causalité intégrale d'un système avec des sorties fonctions intégrales des entrées. Plus précisément, il s'agit :

- a. De l'inductance de filtrage qui est associée à la cellule de commutation précédente pour réaliser la fonction hacheur. Pour la REM, l'inductance L_{SC} a pour entrées les tensions v_{SC} et v'_{SC} , pour sortie le courant i_{SC} et est associée à la relation différentielle suivante :

$$v_{SC} - v'_{SC} = R_{LSC} \cdot i_{SC} + L_{SC} \cdot di_{SC}/dt$$

Cette relation intégrale impose aux éléments adjacents les liens de causalité : les éléments associés doivent être duaux c'est-à-dire avoir pour entrée la sortie de l'élément d'accumulation, qui correspond dans le cas présent au courant i_{SC} . C'est en particulier vrai pour la cellule de commutation qui se voit donc imposer comme entrée le courant i_{SC} (ainsi que le rapport cyclique d_{SC} comme grandeur de réglage) et comme sortie le courant i'_{SC} . De même, le second élément associé à l'inductance est un super-condensateur, élément de stockage sur lequel on agit en courant (entrée) et qui réagit en imposant une tension (sortie). Ici, il s'agit respectivement de i_{SC} et de v_{SC} .

- b. Du condensateur de filtrage C_{Bus} qui est associé à la cellule de commutation précédente. Pour la REM, le condensateur a pour entrées le courant i_{Cbus} , pour sortie la tension v_{Bus} et est associé à la relation différentielle suivante :

$$i_{C_{Bus}} = C_{Bus} \cdot dv_{Bus}/dt$$

Il impose donc à la charge, comme à la PàC une tension : v_{Bus} . Ces deux éléments (CH et PàC) adjacents à C_{Bus} réagissent alors en fournissant un courant, respectivement i_{CH} et $i_{PàC}$.

3. Trois sources pour clore le système. Elles ont déjà été évoquées. Il s'agit :

- a. Du banc de super-condensateurs qui est modélisé comme un élément de stockage. Comme évoqué plus haut, cette source a pour sortie la tension v_{SC} , et pour entrée le courant consommé par le banc $-i_{SC}$, selon le principe d'interaction (grandeur d'effort = tension et grandeur de flux = courant). Il est régi par :

$$i_{SC} = -C_{SC} \cdot dv_{SC}/dt$$

- b. De la charge qui impose à chaque instant un courant i_{CH} en fonction du profil de mission.

$$i_{CH} = f(t)$$

- c. De la pile à combustible, qui si elle est gérée en quasi-statique par le système de contrôle-commande peut obéir à une relation courant $i_{PàC}$ imposée par le point de polarisation en tension v_{Bus} .

$$i_{PàC} = \varphi(v_{Bus})$$

Comme dans ce qui sera exploré plus tard par [ref 2.1.1 60 - ref 2.1.1 67], le condensateur de filtrage C_{Bus} renforce le caractère capacitif de la pile (cf capacité double couche). Dans cette représentation, il faut donc considéré que les deux éléments en parallèle ont été concentrés sur un seul et même élément : le stockage capacitif dénommé C_{Bus} .

Le système étant désormais décrit, nous avons procédé à la seconde étape qui consiste à établir une structure de commande. Pour guider cette démarche, il nous faut avoir clairement en tête nos objectifs de contrôle et nos variables de réglage. Par ailleurs, la présence des organes de stockage indique clairement la nécessité de mise en place d'une boucle interne afin d'autoriser une inversion dans le temps de réaction spécifié par le réglage du correcteur de la dite boucle. En effet, la sortie d'un élément d'accumulation est une variable énergétique évoluant lentement par intégration de son entrée. On ne peut l'assigner directement à une nouvelle valeur. Par ailleurs, pour construire l'évolution temporelle de l'entrée permettant d'obtenir cette évolution souhaitée, il faudrait connaître en tout point sa valeur réelle afin d'en calculer sa dérivée. Cette information n'est pas constructible avec un système physique évoluant en temps réel car non connue a priori. On voit donc par-là la double nécessité

- de construire la commande en tenant compte à chaque instant de l'écart de la sortie à la consigne ;
- de considérer un temps de réaction (retard) entre la demande et la réalisation de celle-ci.

Pour le système étudié,

1. La variable de réglage primaire est unique : il s'agit du rapport cyclique d_{SC} . Sur la représentation (Fig 2.1.1 8), on voit que ce moyen de réglage agit au travers d'autres éléments sur chacune des sorties des trois organes de stockage : i_{SC} pour l'inductance de filtrage du hacheur, v_{SC} pour le banc de super-condensateur et enfin v_{Bus} pour le condensateur de filtrage du bus DC.
2. Le courant $i_{PàC}$ de la pile doit évoluer lentement (cf bande passante réduite à 50 mHz) et le niveau de stockage ($E_{SC} = 1/2 \cdot C_{SC} \cdot v_{SC}^2$) dans le banc de super-condensateurs SC doit être maîtrisé en régime permanent afin d'autoriser une augmentation soudaine de la puissance demandée ou un fonctionnement générateur de la charge. D'autre part, maintenir en sécurité les constituants, il est important de maintenir le courant dans le hacheur dans sa plage nominale : $i_{SC} \in [-I_{nom}, +I_{nom}]$. Le courant i_{SC} est donc un objectif secondaire important.

Le fait d'avoir une unique commande pour maîtriser plusieurs grandeurs devrait conduire à un compromis. Néanmoins, un choix alternatif consiste à sérier les priorités en fonction des temps réponse possibles. Or, en se référant aux niveaux nominaux de stockage, on voit clairement apparaître une hiérarchie temporelle. En effet, les ordres de grandeurs sont clairement séparés avec :

- 0,10 Joule pour l'inductance de filtrage du hacheur L_{SC} ;

- 5 Joule pour le condensateur de filtrage du bus DC C_{Bus} ;
- 15 kJoule pour le banc de super-condensateurs C_{SC} .

Par conséquent, il est intéressant de faire apparaître le chemin de réglage allant de la grandeur de réglage primaire d_{SC} et le courant i_{SC} le plus rapidement affecté par l'évolution de d_{SC} . Ce premier chemin de réglage est souligné en bleu ciel sur la figure (Fig 2.1.1 9) montrant tout à la fois la REM du système et la commande obtenue par effet miroir. Ce premier chemin ne fait intervenir qu'un élément de stockage (L_{SC}) et par corollaire une unique boucle d'asservissement. Il s'agit de la boucle de courant indiquée par la bulle ① en trait pointillé : celle-ci permet de construire la commande primaire en fonction de la référence de courant i_{SCref} et du courant mesuré i_{SC} . Compte-tenu des réalités physiques évoquées précédemment, la bande passante de cette boucle peut être élevée (tout en étant limitée par la fréquence de découpage) et conduit à des temps de réponse faibles vis-à-vis des sorties des deux autres organes de stockage C_{Bus} et C_{SC} . Aussi, la grandeur secondaire i_{SC} devient-elle une grandeur pertinente pour régler les variables v_{Bus} et/ou v_{SC} . Comme précédemment, le respect des dynamiques naturelles amène naturellement au choix du chemin de réglage de i_{SC} vers v_{Bus} : celui-ci est indiqué en rose sur la figure Fig 2.1.1 9. L'inversion de ce second chemin met en œuvre une nouvelle boucle permettant l'inversion de l'élément de stockage C_{Bus} . Pour cette deuxième boucle, il reste à définir la valeur appropriée de la référence de v_{Bus} . Pour cela, nous remarquons que l'objectif d'un niveau de stockage à long terme n'a pas encore été pris en considération. Le temps de réaction de cet objectif est forcément cohérent par rapport au respect de la contrainte de bande passante du courant délivré par la PàC. On voit donc qu'il est naturel de chercher un lien entre l'évolution de la puissance délivrée par la PàC et l'évolution de l'état interne du stockage de SC. Etant donné que les dynamiques précédentes sont réglées à plusieurs décades au-dessus du cahier des charges de cette dernière action, il est crédible de considérer dorénavant que les différents éléments du système sont désormais reliés par des liens rigides, c'est-à-dire avec des dynamiques quasiment instantanées et donc avec des liens inversibles. De cette dernière considération naît le dernier chemin de réglage entre le courant $i_{PàC}$ de la PàC et la tension v_{SC} de SC souligné en jaune sur la figure Fig 2.1.1 10. Notons que la dynamique naturelle de la tension v_{SC} en sortie du bloc stockage SC reste lente et doit donc être prise en compte par une inversion indirecte mettant en œuvre une boucle de tension ayant pour grandeur de réglage une référence de courant. Par l'inversion de la chaîne de réglage liant $i_{PàC}$ à i_{SC} , cette référence peut donc être celle du courant de pile $i_{PàCref}$. Le lien de la sortie de la boucle ③ à l'entrée de la boucle ② se fait au travers de l'inversion du lien atemporel entre courant et tension de PàC.

Sur cette représentation, nous pouvons noter le point important suivant : la seule grandeur de référence non strictement définie à l'issue de cette inversion est la référence de la tension du banc de SC. De fait, si cette valeur doit respecter des contraintes (tension maximale pour la sécurité des SC et tension minimale afin de pouvoir être capable de fournir/recevoir une puissance suffisante), il n'y a pas d'impératif précis pour cette valeur. On voit donc qu'il y a un degré de liberté permettant d'opter pour telle ou telle stratégie. Dans le cadre d'une équiprobabilité des fonctionnements récepteur et générateur, nous avons adopté la stratégie de maintenir fixe cette valeur. Dans le cadre d'une application automobile par exemple, on peut utiliser l'information vitesse du véhicule pour chercher au contraire à maintenir constante la somme des énergies cinétique et de stockage embarqué : ainsi la tension de référence diminuerait lors de la montée en vitesse et augmenterait lorsque le véhicule tendrait à s'arrêter.

A titre de comparaison, nous présentons à la figure (Fig 2.1.1 11) la REM et la structure de contrôle associée construites pour l'architecture concurrente utilisant un convertisseur par source. Le fait de pouvoir maîtriser les deux courants issus des sources crée une surabondance de moyens pour fournir, à chaque instant, le courant exigé par la charge. Ce degré de liberté est mis en évidence par le bloc de répartition (contrôle) image du bloc couplage (REM) qui reçoit une unique variable de contrôle $i_{couplref}$ et doit alimenter deux grandeurs de référence : $i_{PàCref}$ et i_{SCref} . On voit donc apparaître un degré de liberté qui est traité par le coefficient de répartition k déduit du bloc stratégique (Fig 2.1.1 12) : son calcul se fonde sur le découpage fréquentiel proposé par [ref 2.1.1 80].

Avant de montrer les résultats expérimentaux, il est intéressant de présenter au moyen de la figure Fig 2.1.1 13 montre comment nous sommes concrètement passés de la structure fournie par l'inversion de la REM au réglage des correcteurs des boucles imbriquées successives puis à la réalisation sur une cible microcontrôleur, en l'occurrence une carte Dspace DS1103 programmée dans l'environnement graphique MATLAB/simulink. La procédure suivie montre bien que la structure de contrôle proposée est facilement transposable à un système hybride fondé sur les mêmes composants mais devant suivre un autre cahier des charges ; l'étude proposée est donc utilisable pour un grand champ d'applications.

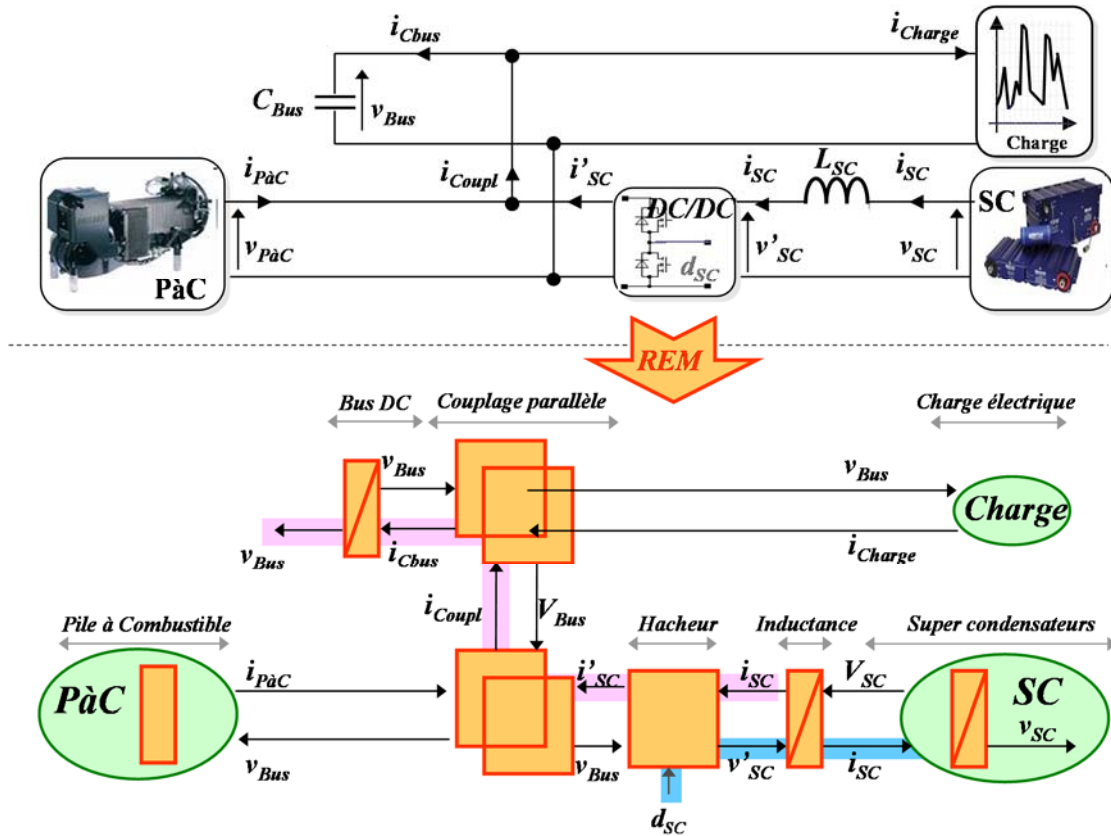


Fig 2.1.1 8 : Représentation énergétique macroscopique (REM) de l'électro-générateur hybride utilisant un unique convertisseur associé à l'élément de stockage

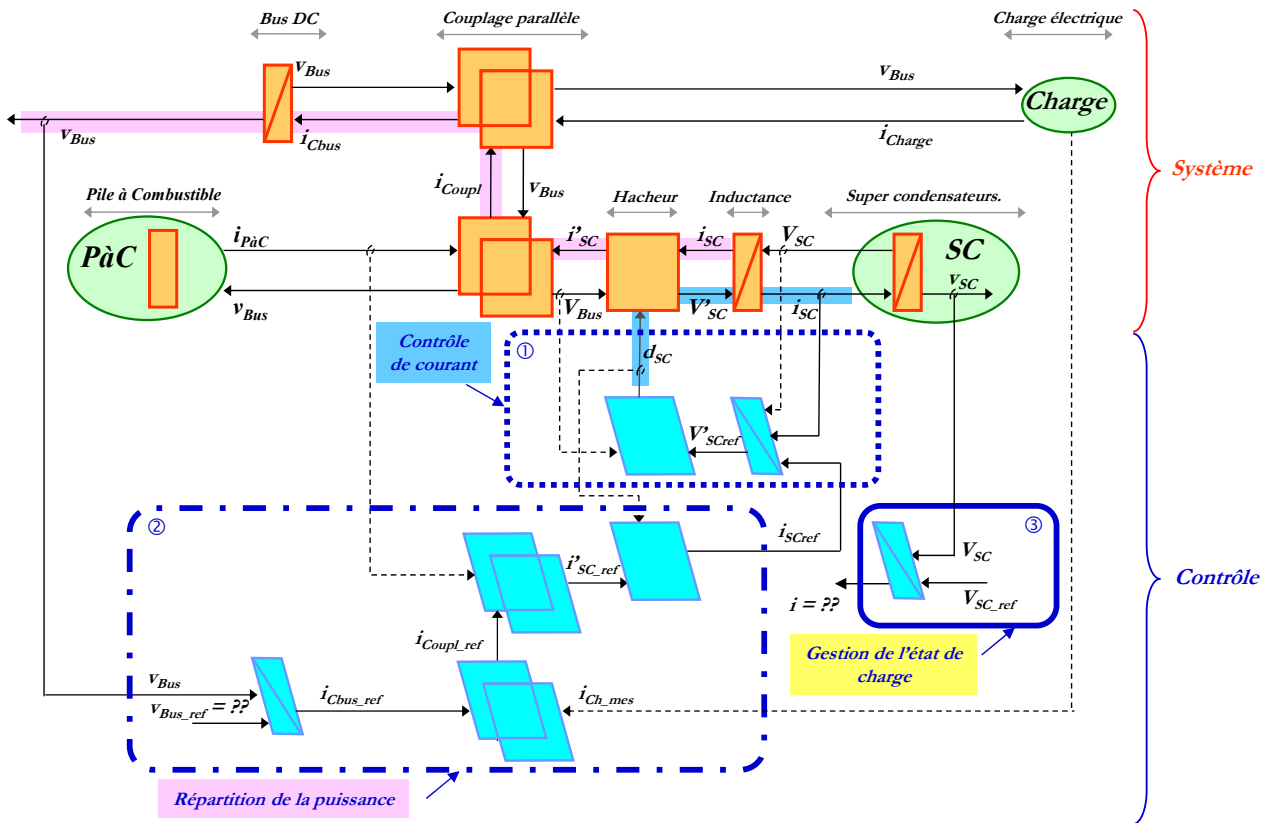


Fig 2.1.1 9 : Structure de commande de l'électro-générateur hybride obtenue par inversion de sa représentation énergétique macroscopique (REM) – Vue intermédiaire

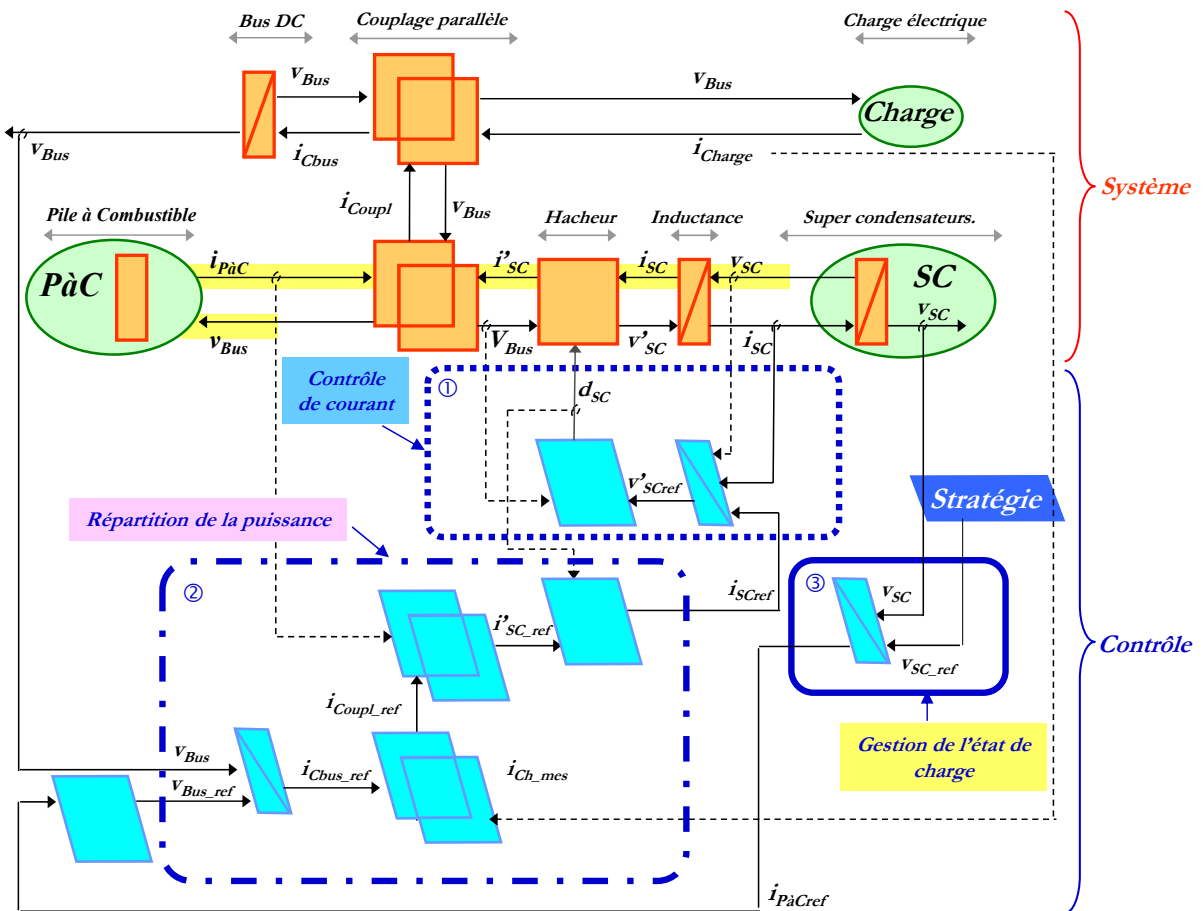


Fig 2.1.1 10 : Structure de commande de l'électro-générateur hybride obtenue par inversion de sa représentation énergétique macroscopique (REM) – Vue finale

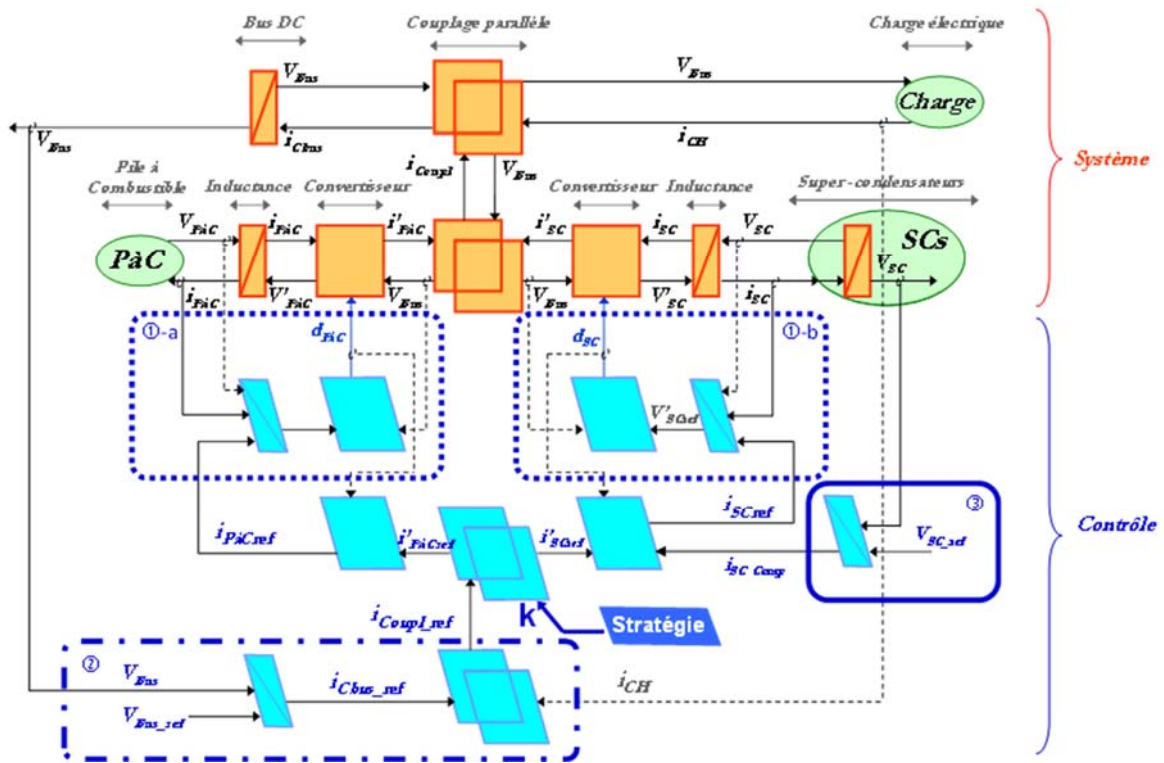


Fig 2.1.1 11 : Structure de commande de l'électro-générateur hybride à deux convertisseurs obtenue par inversion de sa représentation énergétique macroscopique (REM) – Vue finale

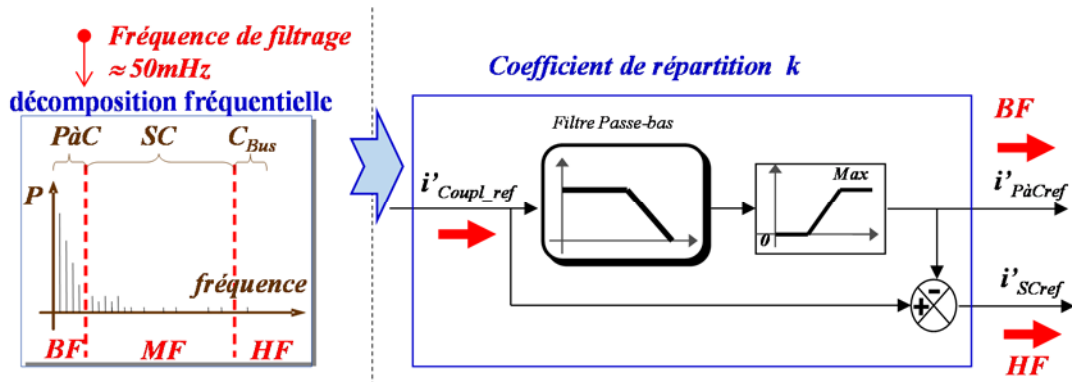


Fig 2.1.1 12 : Stratégie associée à l'architecture à deux convertisseurs

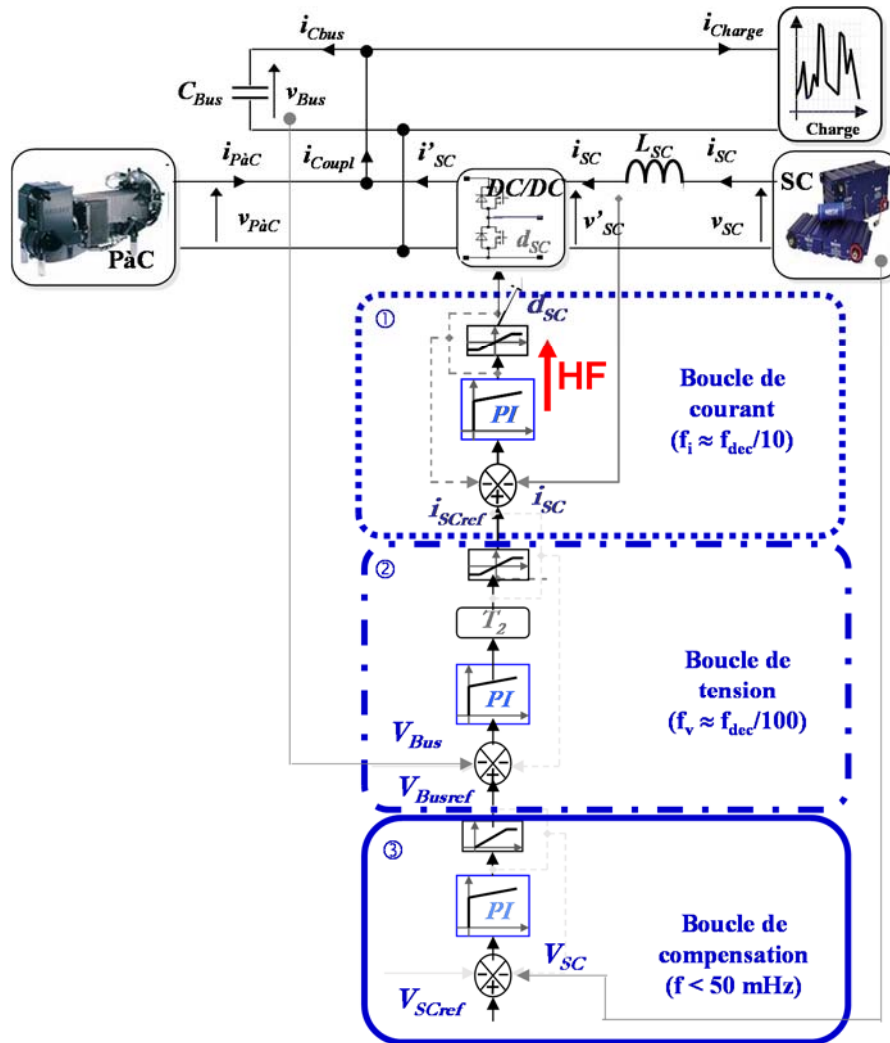


Fig 2.1.1 13 : De la structure de contrôle déduite de la REM à la réalisation pratique de la commande (Pour l'architecture utilisant un seul convertisseur connecté au stockage)

1.1.3.d Résultats expérimentaux :

Les résultats expérimentaux ont été établis sur le banc mis en œuvre au GeePs. Les éléments essentiels sont :

- Un générateur PEM de puissance nominale 1200 W constitué de 46 cellules (45 V-24 V / 0A-46 A)
- Un capteur de débit molaire de dihydrogène donnant une information en normo litre par seconde.
- Un ensemble de super-condensateurs connectés en série et présentant une capacité globale de 125 F pour une tension maximale de 32 V.
- Un hacheur construit autour d'un module MOSFET de 150 V. Sa fréquence de découpage est réglée à 25 kHz et ses composants passifs de filtrage sont une inductance L_{SC} de 100 μ H et un condensateur C_{BUS} de 10 mF.
- Une charge électrique programmable de 1800 W permettant d'émuler un profil de consommation en puissance.
- Un système de contrôle temps réel dSPACE DS1103 permettant de mettre en œuvre la stratégie de gestion de puissance à partir de l'environnement MATLAB/Simulink (prototypage rapide). Les acquisitions des grandeurs mesurées sont réalisées par les convertisseurs analogiques/numériques du microcontrôleur à la fréquence d'échantillonnage de 25 kHz et sont synchronisées au milieu des périodes de découpage afin de réduire le bruit de mesure et de filtrer naturellement les acquisitions. La carte de commande pilote également la charge active.

Les essais réalisés sur le banc expérimental développé ont permis de valider la structure de contrôle expliquée plus haut. Hormis la fluctuation de la tension aux bornes de la charge qui ne doit pas pénaliser son bon fonctionnement, on vérifie en particulier que :

1. Le système de 3 boucles imbriquées est correctement découplé ;
2. La boucle de compensation assure correctement la dynamique exigée par le système PàC et permet bien de garantir son fonctionnement quasi statique.

Dans ce but, la réponse temporelle du système est analysée. La figure Fig 2.1.1 14 montre la réponse temporelle du système soumis à un profil de mission (cf -a-) présentant des variations brutales (fronts montant et descendant) de la puissance de charge ($p_{CH} \in [0W, 800W]$). La puissance prélevée par la charge est fournie par deux sources complémentaires (cf -b-). Le banc de SC réagit quasiment instantanément après chaque front de la puissance de charge avec un temps de réponse de l'ordre de la milliseconde (cf -d-) : cette source pilotée se comportant comme un filtre passe-haut et évite que le changement rapide de la charge n'affecte immédiatement la PàC. Cette dernière réagit doucement au changement de charge (cf -c- et -e-) et se comporte comme un filtre passe-bas présentant un temps de réponse de plusieurs secondes : la pente maximale mesurée pour la croissance du courant de 1 A à 15 A est de 1.5 A.s^{-1} (cf -c-) ce qui garantit le fonctionnement quasi-statique recherché. Concernant l'évolution à plus long terme, on constate bien que l'état de charge des SC est bien systématiquement ramené vers sa valeur fixe de référence (cf -f-). Néanmoins le niveau de stockage évolue fortement au cours du temps ce qui est recherché par tout système hybride.

En revanche, il est légitime de se demander si cette gestion de puissance du système hybride a contribué à améliorer les performances de l'électro-générateur. Un premier critère de performance consiste à comparer sur un même profil de mission le rendement de conversion. Pour obtenir cette information globale, nous avons utilisé l'intégration de l'information issue du débitmètre connecté à l'alimentation en dihydrogène de la PàC. Sur les cycles expérimentés, on peut conclure à une diminution significative de la consommation de 10 %. De tels essais devraient être poursuivis par des expérimentations de longue durée sur deux systèmes, l'un hybride l'autre non, afin de déterminer l'apport de l'hybridation sur le vieillissement du cœur de pile.

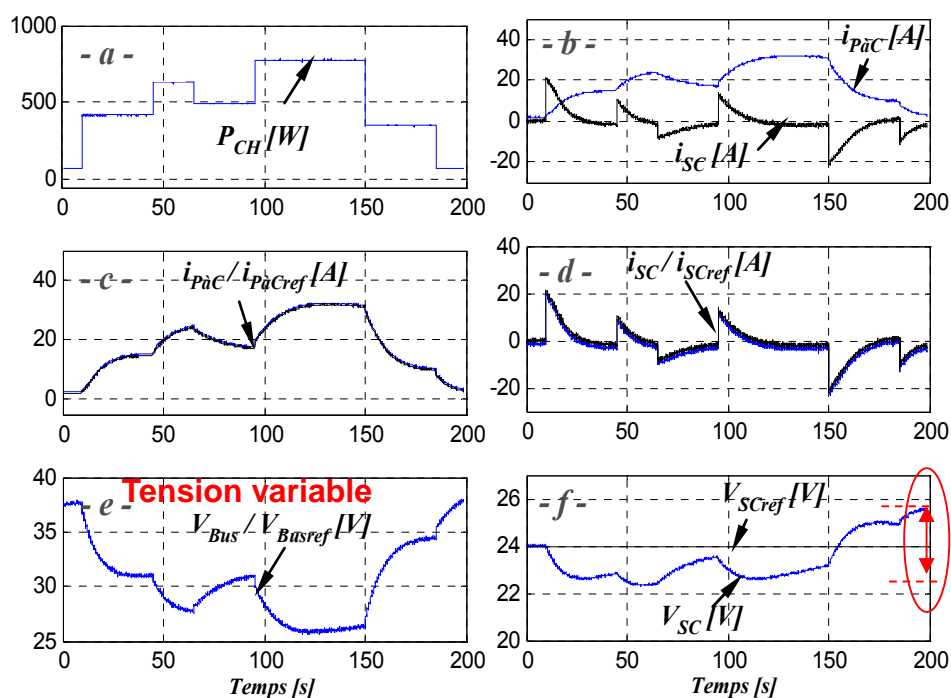


Fig 2.1.1 14 : Comportement temporel de l'électro-générateur à PàC hybridé (1 convertisseur)

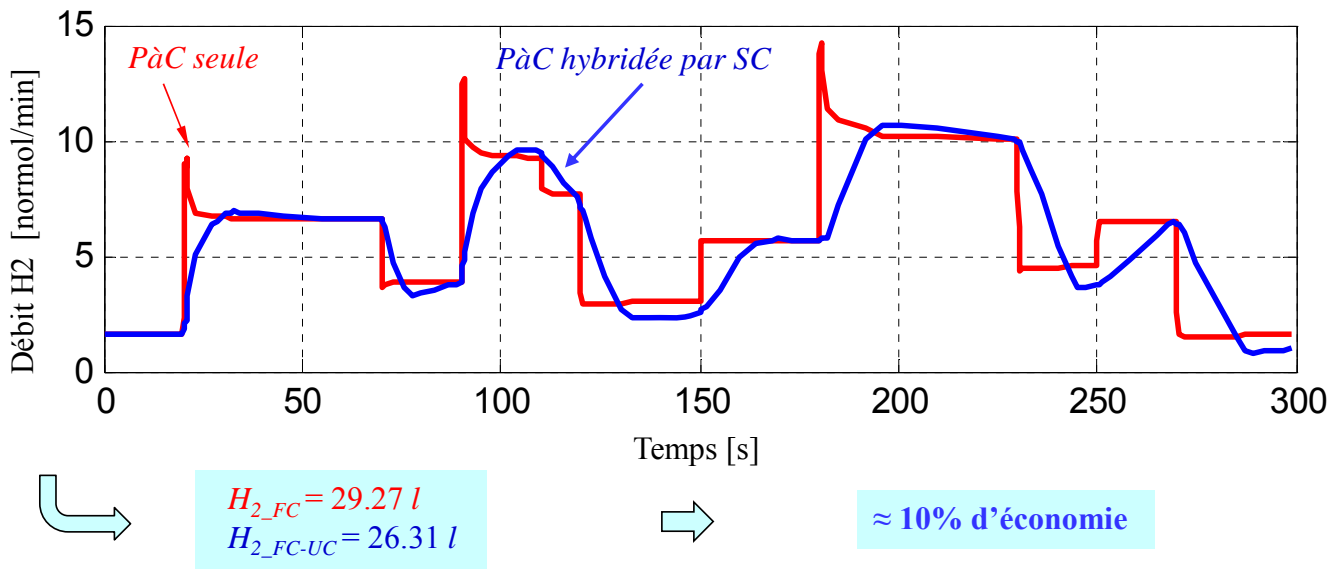


Fig 2.1.1 15 : Comparaison des consommations de l'électro-générateur à PàC sans (rouge) et avec (bleu) hybridation

I.1.3.e Prise en compte des limites - mise en sécurité du système :

Précédemment, nous avons montré l'importance de l'assistance électrique du système pile à combustible afin d'obtenir un électro-générateur basé sur une PàC apte à répondre à des applications à profil de puissance à haut contenu spectral sans diminution d'efficacité énergétique ni détérioration de la durée de vie. Nous avons également proposé une architecture innovante et exhibé sa structure de pilotage. Qui s'est révélée facile à mettre en œuvre, aisément portables et efficace vis-à-vis des attentes en fonctionnement normal. Néanmoins, il nous faut envisager les modes extrêmes qui entraîneront le système dans ses limites d'utilisation. En effet, dans le cas de profils de mission exceptionnellement contraignants et qui donc n'ont pas été pris en compte lors de la phase de conception des constituants, il faut vérifier que l'électro-générateur conserve son intégrité, offre un mode dégradé performant et permette un retour rapide à la normale lorsque le profil de puissance reprend un cours acceptable. Aussi, cette discussion embrasse-t-elle deux problématiques couplées :

1. La première question est fonctionnelle et vise à vérifier que, dans toutes les situations envisageables, l'électro-générateur possède les constituants pour se protéger et assurer une continuité de service à la charge.
2. La seconde question est algorithmique et intervient quand le système sort de la configuration nominale évoquée au chapitre 3. Ces nouvelles conditions opératoires nécessitent une nouvelle stratégie de gestion de l'alimentation. En particulier des protections locales dédiées à un constituant ont des répercussions sur la fonctionnalité générale et doivent également être traitées en amont de la structure algorithmique.

L'électro-générateur est constitué de deux sources. Pour le système PàC, la plage admissible de courant est de 0 à $I_{PàC,Max}$ et pour le banc de SC (et le convertisseur associé) la plage va de $-I_{SC,Max}$ à $+I_{SC,Max}$. Par ailleurs, afin d'en préserver l'intégrité ainsi que pour conserver des marges de manœuvre en puissance, la tension de ce module doit être maintenue dans une fourchette $[V_{SC,Min} ; V_{SC,Max}]$; l'état de l'art admet en général le choix $V_{SC,Max} = V_{SC,Min}/2$. Cette rapide description des contraintes locales montre les limites fonctionnelles que subit l'électro-générateur. En effet, les limitations en courant signifient que la puissance des sources est limitée et la limitation en tension des bus continu impose qu'aucune énergie significative ne peut être accumulée aux nœuds d'interconnexion. Deux cas peuvent donc se présenter :

- En premier lieu, la puissance prélevée par la charge peut devenir supérieure à la somme des puissances nominales des deux sources. Par exemple, ce cas peut survenir dans la configuration d'un module de SCs fortement déchargé et d'une élévation importante et brusque de la puissance de la charge (Fig 2.1.1 16-a). Dans ces conditions, le module ne peut fournir l'impulsion de courant

nécessaire pour laisser le système PàC élever progressivement sa puissance. Pour ce premier mode extrême, nous proposons de choisir le mode dégradé le plus conservatif vis-à-vis de l'alimentation, c'est-à-dire de limiter la puissance de la charge à la valeur maximale instantanée que peut fournir les deux sources. Pour cela, il faut prévoir un organe de modulation de la puissance de sortie s'il n'existe pas (ou si son contrôle sur la charge n'est pas accessible). Dans le cas d'un véhicule, ce contrôle est bien-entendu possible (et signifie la limitation de la puissance d'accélération).

- D'autre part, la puissance prélevée par la charge peut devenir inférieure à la somme des puissances des deux sources. Par exemple, ce cas peut survenir dans la configuration d'un module de SCs fortement chargé suite à un mode régénératif ($P_{CH} < 0$) de longue durée ou bien dans le cas d'un module de SCs fortement chargé associé à une baisse importante et brusque de la puissance prélevée par la charge ; le système PàC fournit alors transitoirement une puissance que ni la charge ni le module de SCs ne peuvent consommer ou stocker (Fig 2.1.1 16-b). On voit donc que ce second cas ne peut pas se gérer sans disposer sur le nœud, liant les trois sources, d'un élément supplémentaire. Vu l'exceptionnalité du phénomène, on prévoit un élément dissipatif apte à évacuer le surplus transitoire de puissance. Dans un véhicule, ce sont les freins mécaniques qui sont quoiqu'il arrive réglementairement obligatoires. Cet élément doit pouvoir être modulé pour travailler en fonction des besoins.

La Fig 2.1.1 16 résume cette description. Concrètement, nous avons mis en œuvre et validé ce dispositif complémentaire de mise en sécurité sur l'électro-générateur utilisant deux convertisseurs [ref1. 14]. La Fig 2.1.1 17 en donne une illustration. Le profil de puissance provoque des zones de dépassement des possibilités du générateur hybride. A environ 18 secondes, l'énergie stockée dans les SC devient trop faible pour que ceux-ci contribuent encore à la puissance exigée par la charge. La PàC n'étant pas encore arrivée à pleine puissance, la tension du bus continu ne peut être assurée et diminue, ce qui déclenche le mécanisme de mode dégradé : la puissance de la charge est réduite un court instant. Entre 70 s et 80 s, la puissance de freinage a provoqué l'augmentation de l'état de charge du module SC ; la puissance des SC est donc progressivement ramenée à zéro ce qui entraîne l'augmentation de la tension du bus continu et corollairement provoque la mise en place du second mécanisme. La puissance délivrée par la charge continue à être absorbée, mais par l'organe auxiliaire qui est ici une résistance pilotée par un transistor MOSFET.

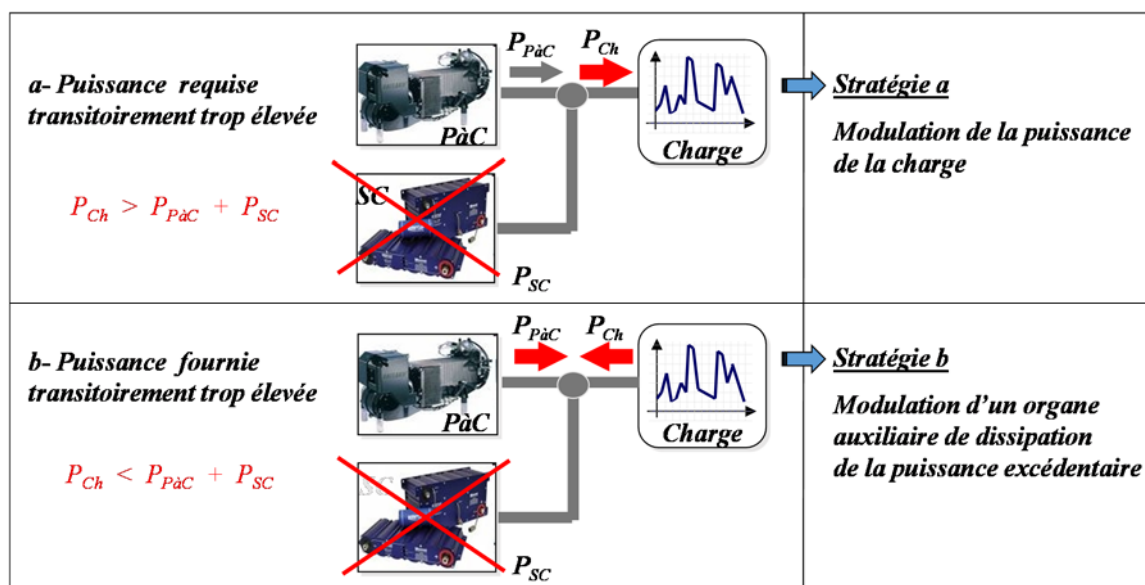


Fig 2.1.1 16 : Mise en sécurité du système – stratégie pour les fonctionnements aux limites

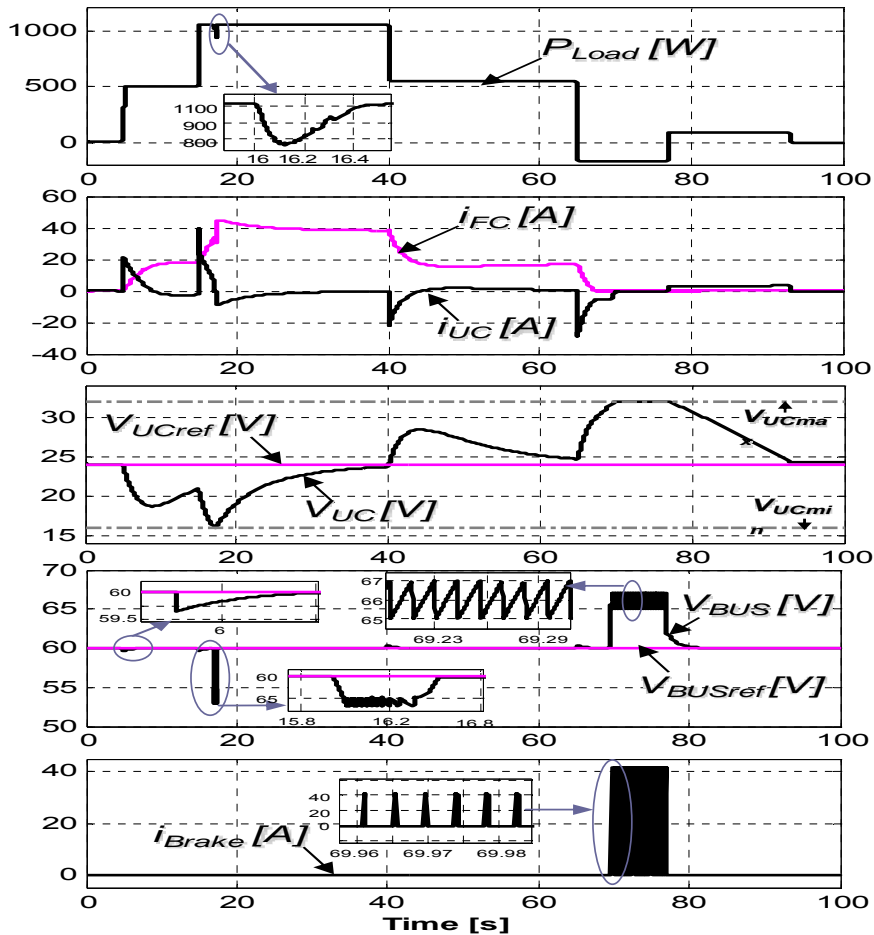


Fig 2.1.1 17 : Mise en sécurité du système - fonctionnements aux limites (mise en œuvre sur un système à deux convertisseurs)

I.1.4 Action électrique sur des modules de forte puissance

Ce travail a été fortement dynamisé par une thèse et un contrat postdoctoral :

- La thèse est celle soutenue par Emmanuel Frappé [ref 2.1.1 17]. Il s'agit d'une thèse financée par les fonds propres de l'IFSTTAR et à laquelle nous avons mené une collaboration étroite par la codirection et le co-encadrement de ce thésard. Cela nous a ainsi permis d'entamer une collaboration fructueuse avec ce laboratoire dont les acteurs sont géographiquement et thématiquement proches. Cette thèse s'est centrée sur la thématique des systèmes PàC de forte puissance (quelques centaines de kW) et sur les apports d'une réflexion systémique couvrant la partie électrique de tels ensembles.
- Le contrat postdoctoral a quant à lui impliqué 3 laboratoires (IFSTTAR, FEMTO et GeePs) et un post doctorant en la personne d'Abdelfatah Kolli [ref1. 5 , ref1. 22, ref1. 25]. Le thème abordé est celui de la définition d'une électronique de puissance en sortie de pile respectant les contraintes imposées par l'empilement PEMFC ainsi que celle liée à une intégration de cette fonction dans un système pile. La réalisation ciblait la puissance (20 kW) d'un module élémentaire utilisé dans des applications de la dizaine (véhicule léger) à quelques centaines de kW (tramway).

I.1.4.a Contexte :

Comme nous le verrons plus loin (cf partie II), de nombreuses perturbations peuvent affecter les performances d'un système pile à combustible en termes de rendement énergétique, de continuité de service et de durée de vie [ref 2.1.1 81 - ref 2.1.1 83]. Par exemple, une cellule à membrane polymère travaillant à

une température inférieure à 100 °C doit être quasiment saturée en eau liquide afin d’avoir une faible conductivité ionique. Du coup, on peut craindre assez facilement un engorgement en eau qui a pour effet néfaste d’empêcher un bon transport des réactifs gazeux et de réduire la surface active efficace des zones catalytiques entraînant de fait une baisse de rendement mais aussi un phénomène d’appauvrissement en réactifs et par corollaire de dégradation des électrodes [ref 2.1.1 84 - ref 2.1.1 87]. Inversement, une situation d’assèchement n’est pas à exclure (évolution exponentielle de la pression de saturation de la vapeur d’eau selon la loi d’Antoine) ; celle-ci est encore plus rapidement délétère induisant une perte de rendement par augmentation de la résistivité de la membrane mais surtout une dégradation de ses propriétés mécaniques [ref 2.1.1 88]. Pour maintenir le cœur de pile dans les conditions opératoires optimales, plusieurs solutions ont été proposées et testées [ref 2.1.1 90 - ref 2.1.1 96]. Elles sont principalement basées sur les auxiliaires de conditionnement de la PàC : compresseur d’air, humidificateur, régulation de température. Toutefois, pour de longs empilements (forte puissance), il est difficile de garantir par conception une action fluïdique homogène (température, débits, pressions) et on constate des fautes localisées, affectant principalement certaines cellules ou certains groupes de cellules [ref 1. 17, ref 2.1.1 86, ref 2.1.1 89, ref 2.1.1 90]. Il peut dès lors s’avérer intéressant de chercher un degré de liberté supplémentaire pour améliorer l’action fluïdique en particulier lorsqu’une défaillance se met en place. C’est ce que nous nous sommes proposés d’investiguer au travers d’une action électrique. Jusqu’à présent une telle action avait été peu envisagée si ce n’est au travers d’une « action tout ou rien » grâce à des diodes de by-pass [ref 2.1.1 97 - ref 2.1.1 101]. Notre effort a donc porté sur une action gradué.

Parallèlement à ces considérations, la standardisation des piles à combustibles est une voie prometteuse de réduction des coûts de fabrication et aussi de maintenance avec des changements aisés. Pour obtenir la puissance requise par l’application il suffit d’assembler le nombre requis d’empilements génériques créant un système dit “multi-stack” [ref 2.1.1 100] : cette solution avait été adoptée par PSA et le CEA pour créer la pile de traction de 80 kW électrique par assemblage de 4 piles élémentaires de 20 kWe [ref 2.1.1 102 , ref 2.1.1 103]. Cette idée peut être étendue à l’empilement lui-même en créant des segmentations électriques permettant l’action électrique envisagée tout en ayant structure fluïdique partagée, simple et compacte [ref 2.1.1 104, ref 2.1.1 105]. A titre d’exemple, le concepteur de pile allemand Schunk (Fig 2.1.1 19) traduit industriellement ce concept sous forme de modules pour l’heure de 360 W nominaux [ref 2.1.1 106] facilitant conception et maintenance. Ce concept d’empilement segmenté électriquement est illustré à la figure Fig 2.1.1 18 : on note que contrairement au concept multi-stack, la fourniture de puissance totale à la charge va nécessiter une interface réalisant l’isolation électrique des segments pour pouvoir les associer. C’est sur cette contrainte forte que nous nous sommes basés.

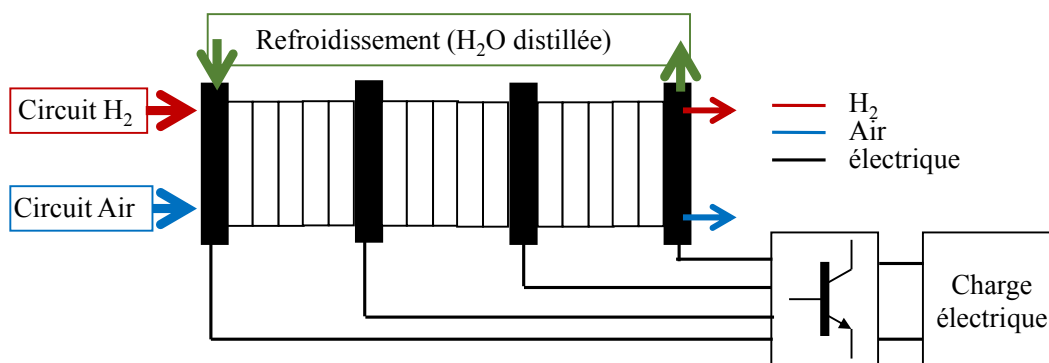


Fig 2.1.1 18 : Concept de pile segmentée



Fig 2.1.1 19 : Concept de pile modulaire industrialisé par Schunk Group

1.1.4.b Architecture de puissance et structure de contrôle :

La pile est un générateur de tension continue et la plupart des charges sont alimentés ou alimentables en continu. Donc, dès lors qu'un étage intermédiaire alternatif (HF) est nécessaire pour relier les différents segments à leur charge commune, il est légitime d'envisager deux types alternatifs de liaison : un couplage par l'étage intermédiaire alternatif, ou bien un couplage par les étages de sortie continu (initialement isolés). La figure Fig 2.1.1 20 résume cette première problématique.

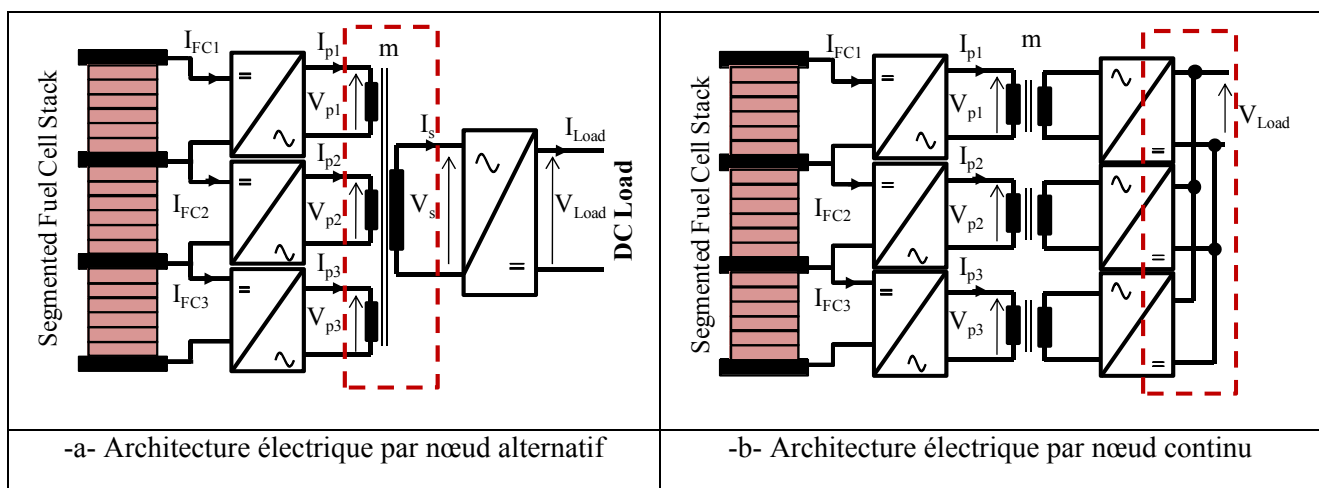


Fig 2.1.1 20 : les solutions alternatives d'architecture électrique permettant la connexion des segments

☞ Nœud alternatif :

Si on considère le nœud alternatif, on peut espérer une plus grande compacité de la partie alternative par l'utilisation d'un transformateur multi-enroulement. Du point de vue des onduleurs et du redresseur servant à réaliser le contrôle des puissances unitaires, deux possibilités s'offrent à nous :

1. L'onduleur de courant. Par sa capacité double couche, la PàC est naturellement une source de tension. Opter pour cette solution permet donc de respecter l'alternance naturelle des sources. Il en découle des gains évidents en termes de filtrage d'entrée (compacité), d'ondulation de courant (vieillessement de la PàC) et de contrôle du courant (contrôlabilité : choix plus aisé de la bande passante, facilité de la mise en protection, etc). Malheureusement, les évidences ne frappent pas toujours, et nous devons avouer que cette solution n'a été entrevue qu'en fin de thèse et n'a donc pas été réellement explorée !
2. L'onduleur de tension (Fig 2.1.1 21). Pour gérer chaque flux de puissance, on procède par contrôle vectoriel (amplitude et phase) de part et d'autre du transformateur en utilisant l'inductance de fuite

du transformateur HF. La réalisation pratique a été proposée par De Doncker et Kheraluwala [ref 2.1.1 107 , ref 2.1.1 108] : elle est fondée sur deux ponts actifs ("dual active bridge (DAB)") offrant les degrés de liberté de commande cités précédemment. L'architecture peut être généralisée à un système multi-port au prix d'une augmentation importante de la complexité du contrôle d'un système fortement couplé [ref 2.1.1 109 - ref 2.1.1 112]. Pour réduire cet inconvénient, nous avons proposé une méthode de contrôle [ref1. 50] permettant de découpler les flux de puissance et donc de les contrôler plus simplement. Cela consiste à imposer tous les courants primaires en phase avec la tension au secondaire du transformateur. Par ailleurs, une bonne conception permet un fonctionnement à pertes de commutation réduites grâce à un mode de commutation à zéro de tension (ZVS) sur les deux onduleurs actifs, garantissant rendement et compacité de l'interface. Néanmoins cette structure présente quand même deux défauts. Premièrement le fonctionnement en ZVS est difficile à garantir pour une source de tension fortement fluctuante comme c'est le cas avec la PàC qui présente grossièrement un facteur deux entre la tension à vide et la tension nominale. Deuxièmement, comme la structure est un onduleur de tension elle est abaisseuse de tension impliquant l'utilisation d'un transformateur de facteur élevé (les PàC fournissent généralement une tension de valeur insuffisante pour l'application) et surtout elle prélève un courant découpé à sa source, ce qui est un inconvénient majeur pour la durée de vie de la pile [ref1. 50] et nécessite un filtrage important et donc volumineux (cf L_E , C_E). Tous ces points nous font regretter de n'avoir pas eu le temps d'envisager la solution par nœud AC concurrente (cf onduleurs de courant).

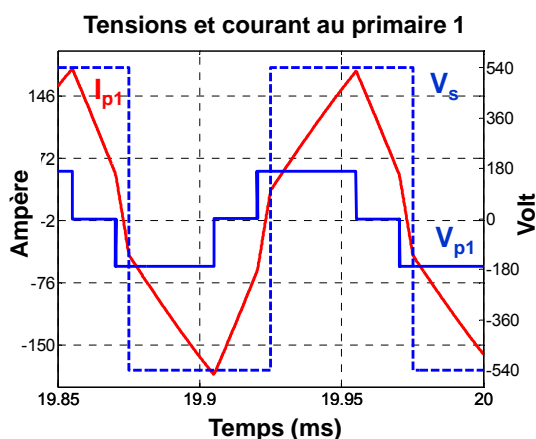
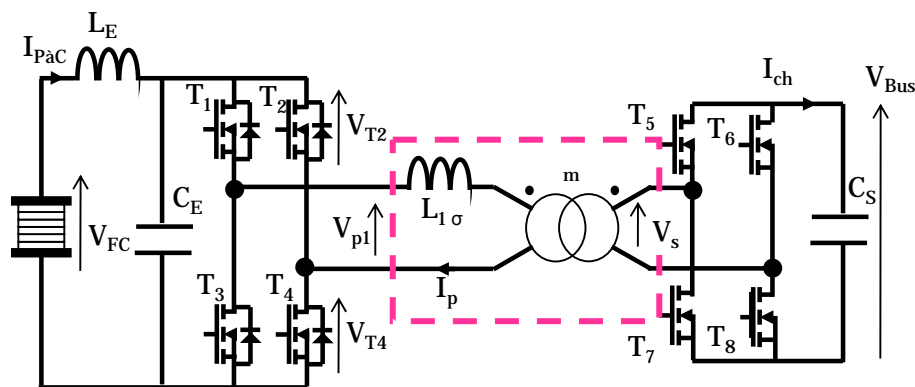


Fig 2.1.1 21 : onduleur de tension comme brique élémentaire du nœud AC

☞ Nœud continu :

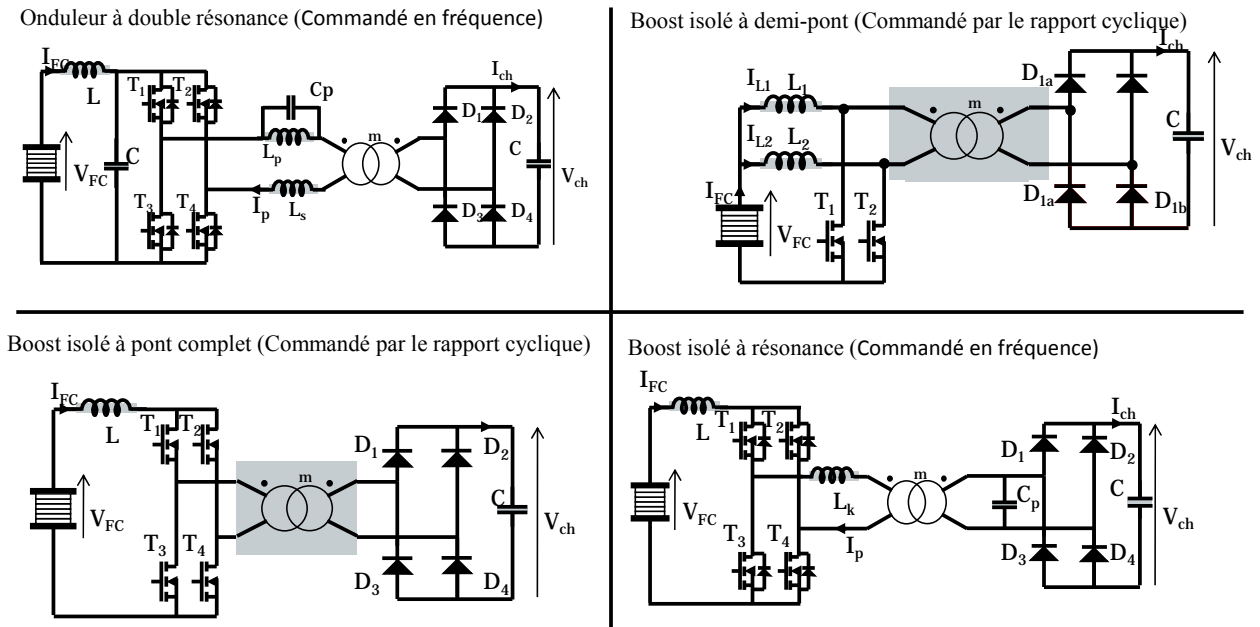


Fig 2.1.1 22 : Les différents convertisseurs DC-DC isolés candidats comme brique de base pour la liaison multi-port

Dans la stratégie de la liaison multiports continue, le transfert de la puissance de chaque segment à la charge a directement lieu par la mise en parallèle de l'ensemble des sorties des convertisseurs DC-DC comme le présente la Fig 2.1.1 20 -b-. En prenant comme critère l'efficacité énergétique, la compacité, la complexité et l'ondulation de courant, 4 structures (Fig 2.1.1 22) ont retenu notre attention. Il s'agit :

1. Du convertisseur utilisant un onduleur à double résonance qui permet d'obtenir de bons rendements et peu de perturbations électromagnétiques dans de nombreuses applications [ref 2.1.1 114 - ref 2.1.1 116] grâce à ses commutations de type ZCS. Toutefois, pour notre application (bus DC de 540 V et pile de 30 kW constituée de 102 cellules et segmentée en 3) il faut adopter un transformateur de rapport de transformation élevé ($m > 10$) et un filtrage volumineux pour assurer une ondulation de courant réduite dans la PaC : celui-ci doit effectivement filtrer un courant prélevé par un onduleur de tension.
2. Du hacheur élévateur isolé en demi-pont [ref 2.1.1 1]. A l'instar de l'onduleur de courant évoqué précédemment, les architectures fondées sur les topologies élévatrices de tension permettent de tenir compte du problème essentiel de continuité du courant dans une pile à combustible et également de celui de maintenir le rapport de transformation du transformateur HF suffisamment proche de 1 (pour garantir un bon couplage et un bon rendement). L'architecture la plus simple consiste à insérer une isolation galvanique dans un convertisseur double « boost » entrelacé [ref 2.1.1 117] comme représenté à la Fig 2.1.1 22 -b-. Néanmoins, son fonctionnement est contraint par un rapport cyclique toujours supérieur à $\frac{1}{2}$ afin de garantir la continuité du courant dans l'inductance d'entrée. Ceci entraîne une grande difficulté à concevoir le convertisseur pour l'ensemble de la plage des tensions que peut fournir la PaC ($V_{nom} = V_{vide}/2$) et par corollaire des contraintes en tension élevées au primaire du transformateur. Ces spécificités amènent à envisager la solution en pont complet qui en utilisant plus d'interrupteurs relâche ces contraintes.
3. Du hacheur élévateur en pont complet proposé par [ref 2.1.1 118] : si chaque bras doit également fonctionner avec un rapport cyclique supérieur à $\frac{1}{2}$, la charge subit un rapport cyclique apparent $D = 2\alpha - 1$ ce qui libère fortement les contraintes pour la conception d'un convertisseur avec une grande dynamique de tension d'entrée. Toutefois, le transformateur travaillant à la fréquence de découpage avec des fronts raides de courant imposés par les interrupteurs induit des pertes élevées dans ceux-ci à cause de l'énergie emmagasinée dans son inductance de fuite. D'où l'idée de chercher un mode quasi-résonant.
4. Du hacheur en pont complet quasi-résonant [ref 2.1.1 119 - ref 2.1.1 121] dans lequel un condensateur C_p a été ajouté pour créer un circuit quasi-résonant avec l'inductance de fuite du transformateur.

Désormais, son énergie de fuite n'est plus un obstacle au rendement, mais elle peut être exploitée pour obtenir des commutations à zéro de courant (ZCS) diminuant ainsi les pertes par commutations dans les interrupteurs et également les perturbations électromagnétiques hautes fréquences (Fig 2.1.1 23).

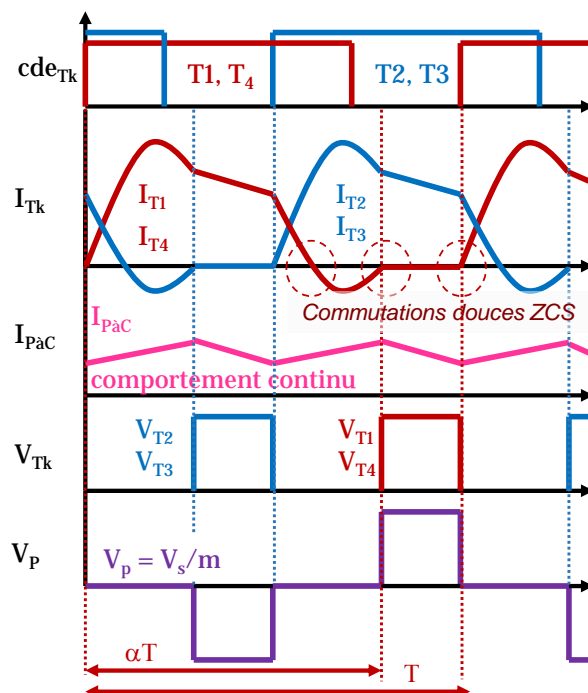


Fig 2.1.1 23 : Les formes d'ondes principales du hacheur élévateur isolé en pont complet et à structure quasi-résonante

1.1.4.c Structure de régulation et de soulagement :

En se fondant sur les documentations techniques des composants, les 5 convertisseurs évoqués ont été comparés sur un cahier des charges similaire :

- Une tension de bus continu réglée à 540 V valeur caractéristique des applications de véhicules routiers lourds (bus, camions) ou ferroviaires légers (tramway).
- Un générateur pile à combustible de 30 kW de 100 cellules de surface active 200 cm² of active area comportant 102 cellules subdivisées en 3 assemblages dont la tension à vide est de 100 V, le courant nominal de 166 A et la tension nominale de 60 V.

Les 2 topologies présentant le meilleur rendement sont fondées sur la stratégie d'une connexion de puissance par le bus continu. En particulier, la topologie utilisant la quasi-résonance permet d'obtenir une courbe de rendement plus régulière sur une large plage de puissance. C'est donc cette topologie qui a été privilégiée comme brique de base pour réaliser l'action électrique évoquée.

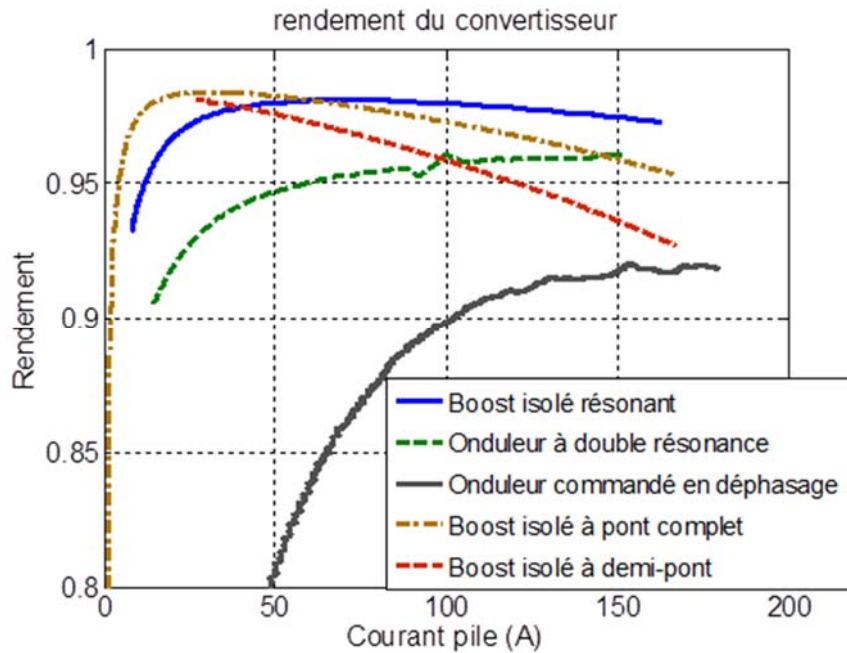


Fig 2.1.1 24 : Comparaison des rendements des convertisseurs DC-DC isolés

La régulation de la puissance de la PàC segmentée est réalisée en deux boucles imbriquées comme le montre la Fig 2.1.1 25. La boucle externe est commune à l'ensemble du système car elle vise à maintenir constante la tension du bus DC alimentant la charge rejetant ainsi les perturbations induites par celle-ci. La référence de courant I_{ref} qui en découle est envoyée à un répartiteur de courant ; ce dernier élabore la consigne de courant de chacun des 3 convertisseurs selon la demande globale et l'état des segments associés. Les 3 boucles internes compare les valeurs de référence ainsi élaborées aux courants mesurés pour construire par correction PI la fréquence de commande de chaque convertisseur (f_1 , f_2 , f_3). Dans le second volet de ce manuscrit, nous verrons les méthodes que nous avons envisagées pour reconstruire l'état de santé de la pile. Leurs données de sortie permettent d'élaborer une action pertinente dans le bloc de répartition de puissance.

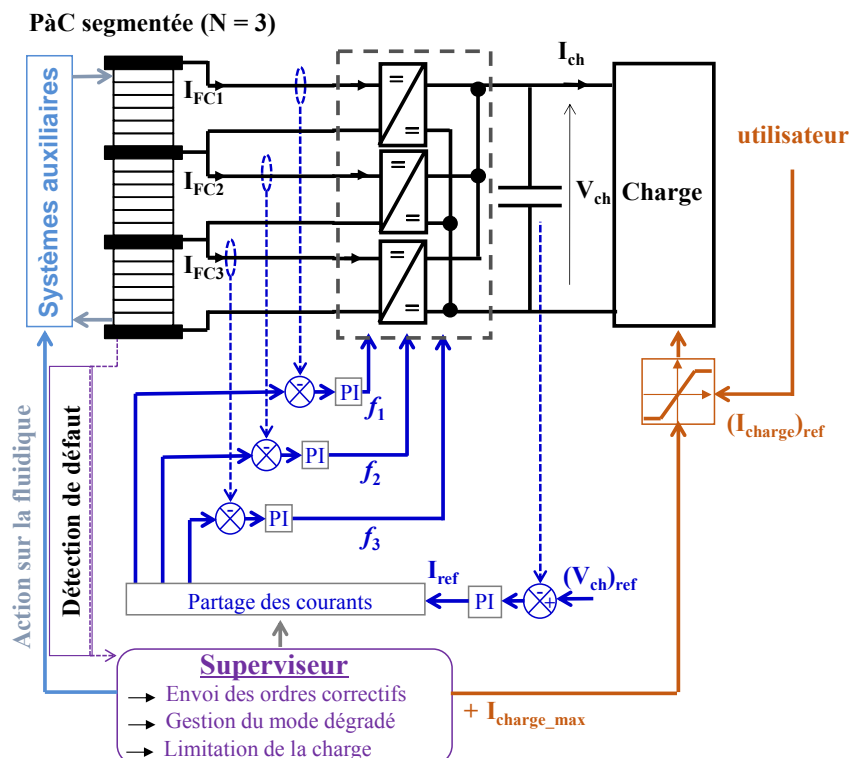


Fig 2.1.1 25 : structure générale du système de régulation du système pile segmenté électriquement

1.1.5 Perspectives :

Dans cette partie, nous avons vu comment définir les architectures de puissance et les structures de contrôle permettant de gérer la puissance d'électro-générateurs fondés sur des piles à combustible. Nous avons traité séparément

- L'interfaçage de la PàC avec des systèmes de stockage permettant de répondre à des cahiers des charges exigeants (puissance de charge réversible et/ou à large domaine spectral).
- La montée en puissance des applications PàC.

On peut se dire que

- Les deux thématiques peuvent être abordées de manière générique ;
- Une partie des convertisseurs à entrée de type courant et sortie de type tension (cf nœud AC) a été négligée alors qu'ils semblent appropriés à ce type d'application comme l'a montré l'interconnexion par nœud DC.

Par ailleurs, si on élargit l'horizon, on se rend compte que le travail d'optimisation réalisée sur une faible échelle de temps (puissance) peut être mené sur une échelle de temps plus grande (énergie) [ref1. 34 - ref1. 35] ce qui amène à considérer une nouvelle couche de contrôle qui nécessitera pour être efficace un modèle de la charge.

I.2 Entraînement à vitesse variable d'une machine synchrone

Le laboratoire Geeps a toujours mené une activité dans la conception de machines [ref2.1.2 1 - ref2.1.2 6] ainsi que l'étude des entraînements à vitesse variable au travers de leur commande [ref2.1.2 7 - ref2.1.2 10] et du diagnostic [ref2.1.2 11 , ref2.1.2 12]. Pour ce dernier aspect, les travaux menés se focalisent pour une grande part vers le diagnostic des défauts et les systèmes tolérants aux pannes. C'est dans ce cadre que j'ai activement participé au projet FUI SOFRACI (Structure Onduleur Fort Rendement À Fonction Charge Intégrée) dans lequel notre laboratoire était partenaire [ref2.1.2 13 - ref2.1.2 16] et a collaboré avec l'IFSTTAR au travers d'une co-direction de thèse [ref2.1.2 16]. Ma part concerne l'étude en mode traction de cette architecture de puissance tolérante aux pannes qu'a récemment brevetée la société Valéo pour les applications automobiles (voiture électrique). Comme nous allons le voir, elle porte sur le pilotage en mode défaillant.

I.2.1 Contexte

Les progrès récents des batteries permettent désormais d'envisager le développement de véhicules électriques de grande série tirant leur énergie de batteries de technologie lithium-ion [ref2.1.2 17]. La majeure partie des grands constructeurs commercialise au moins une offre en ce sens : BMW (i3), Nissan (Leaf), Renault (Zoe et Kangoo ZE), VW (e-up et e-golf), Mitsubishi (i-MiEV) pour n'en citer que quelques-uns. De nouveaux constructeurs tentent de profiter de cette nouvelle donne pour entrer sur le marché concurrentiel du véhicule (Tesla avec le modèle S, Bolloré associé à Pininfarina avec la Blue Car) [ref2.1.2 18]. Cette évolution pour l'heure timide pourrait rapidement bouleverser la mobilité urbaine ainsi que la gestion des réseaux électriques [ref2.1.2 19]. A titre d'exemple, la société de transport collectif RATP s'est fixée l'ambitieux objectif de supprimer à l'horizon 2025 l'exploitation de ses bus à moteur diesel en les remplaçant par des bus électriques (80 %) pour les lignes présentant de courtes distances journalières et des bus au biogaz (20 %) pour les lignes nécessitant une autonomie importante [ref2.1.2 20]. On voit donc bien apparaître un fort enjeu sociétal au travers de la problématique des véhicules hybride et surtout électrique.

Le déploiement à grande échelle de la voiture électrique exige que plusieurs attendus soient respectés [ref2.1.2 17] : (1) les coûts d'achat et d'utilisation du véhicule mais aussi ceux de l'infrastructure de connexion au réseau électrique, (2) la fiabilité du système en particulier dans le mode traction, (3) le rendement du système dans les différents modes de fonctionnement (traction, recharge, services au réseau). Plusieurs motorisations [ref2.1.2 21] et plusieurs architectures [ref2.1.2 22] peuvent satisfaire les critères ci-dessus. La société VALEO au travers de sa division « PowerTrain Systems » a proposé et breveté [ref2.1.2 23 à ref2.1.2 26] une solution innovante (Fig 2.1.2 1) particulièrement intéressante car elle permet de mutualiser, sans l'utilisation de contacteurs, l'ensemble des équipements embarqués pour les trois fonctions (traction, recharge, services au réseau).

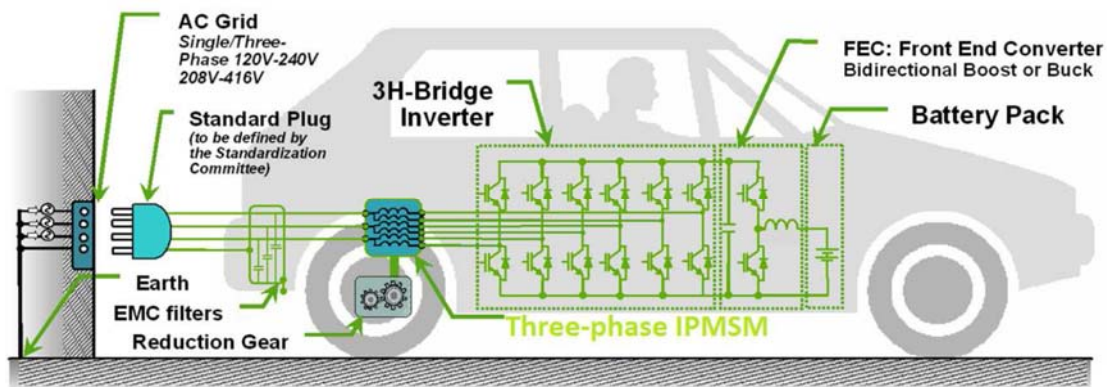


Fig 2.1.2 1 : Architecture de puissance innovante pour véhicules électriques proposée par VALEO. [ref2.1.2 26]

Autour de cette proposition innovante s'est construit un projet ambitieux nommé SOFRACI et labellisé par le pôle de compétitivité MOVEO. Ce projet regroupe des industriels (la société VALEO PowerTrain Systems entourée de Leroy-Somer, DUONS MCO et ELECTRICFIL Automotive) et des laboratoires académiques (IFSTTAR LTN, ESTACA, LGEP/ SUPELEC, G2ELab/ Grenoble INP-UJF) ; il est financé par le programme FUI8, destiné à soutenir la recherche appliquée. Le champ d'action du projet SOFRACI couvre le moteur, l'électronique de puissance, les capteurs et les stratégies de pilotage. Ses objectifs applicatifs sont (1) de réduire les pertes du système en fonction « traction électrique » et (2) de réaliser à haut rendement une fonction de « recharge batterie » de 4 à 20 kW. La figure (Fig 2.1.2 2) montre la répartition des acteurs selon les différents lots définis au départ du projet.

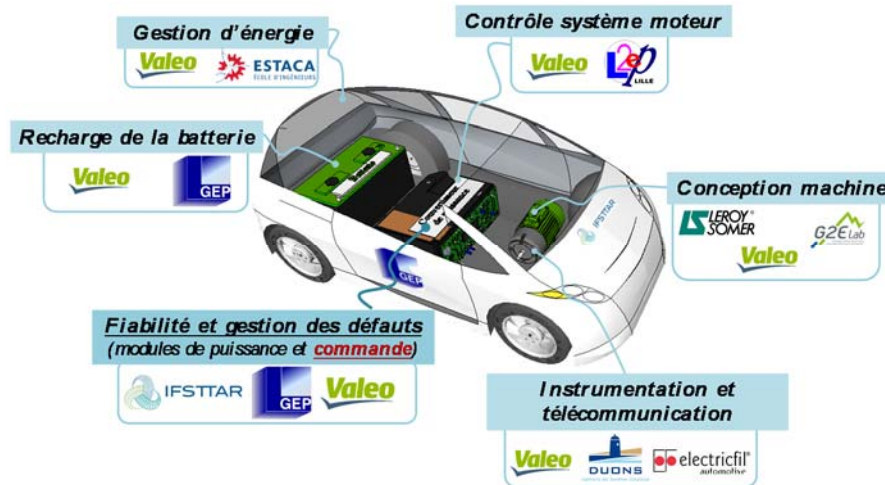


Fig 2.1.2 2 : Structure du projet SOFRACI (2009 – 2012)

Cette solution (Fig 2.1.2 1) s'appuie sur une machine synchrone à aimants permanents enterrés (MSAP), à 3 phases électriquement isolées et dont le point milieu des enroulements est accessible. La connexion entre la machine électrique et le bus continu DC est réalisée au travers d'un convertisseur à IGBT à 3 ponts en H. L'adaptation de la tension du bus DC à celle de la batterie s'effectue par un hacheur "buck-boost" entrelacé de même technologie. Cette proposition a donc été étudiée sous plusieurs aspects. (1) des méthodes de calculs pour concevoir la machine synchrone (inductance homopolaire, f.é.m, etc) [ref2.1.2 27], (2) des méthodes pour assurer un contrôle efficace et robuste en mode connexion au réseau [ref2.1.2 28], (3) des méthodes pour assurer le contrôle vectoriel de la machine en mode traction en minimisant les ondulations de courant que la non-annulation structurelle de la composante homopolaire peut rendre importantes [ref2.1.2 29], optimiser le comportement à haute vitesse en mode de défluxage [ref2.1.2 30], détecter d'éventuelles défaillances de l'onduleur [ref2.1.2 31] et enfin permettre le fonctionnement sans capteur de vitesse [ref2.1.2 32].

1.2.2 Contributions :

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la fiabilité et la continuité de service des systèmes embarqués dans les moyens de transports est un critère fondamental. Dans un véhicule électrique, la fonction traction est vitale et sa perte peut entraîner des conséquences dramatiques. Aussi, dans le but de concevoir des systèmes de variation de vitesse tolérant aux pannes matériel et logiciel, a-t-on introduit le concept de machine multi-phases [ref2.1.2 33]. Ce type de système offre de nouveaux degrés de liberté qu'il faut savoir utiliser tant en mode sain qu'en mode défaillant [ref2.1.2 34]. Pour assurer la mise en œuvre fiable de tels algorithmes flexibles, l'association d'un microcontrôleur et d'un FPGA semble être la solution adaptée à la technologie actuelle [ref2.1.2 35]. Ping Zhenget al. ont fait la preuve de concept qu'une machine synchrone à aimants permanents et comportant 5 phases est une bonne candidate pour assurer la motorisation des roues d'un véhicules électrique [ref2.1.2 36]. Toutefois, la machine synchrone triphasée est la version tolérante au défaut comportant le plus petit nombre d'enroulements. Il est possible d'assurer le mode dégradé à partir du

moment, où sa structure et celle de l'onduleur associé permettent d'acheminer trois courants de phase à somme non forcément nulle [ref2.1.2 37]. C'est bien le cas de la structure proposée par VALEO.

Lorsque la défaillance d'une phase est constatée, soit par logiciel [ref2.1.2 31], soit par la commande rapprochée des interrupteurs [ref2.1.2 38 et ref2.1.2 39], le système onduleur-machine doit être reconfiguré afin d'isoler la phase défaillante [ref2.1.2 8]. Se posent alors deux questions : (1) quelle est la consigne de courant à appliquer au système en mode défaillant pour qu'il assure le couple de référence sans produire d'ondulations de couple indésirables, (2) quelle est la structure de contrôle à mettre en place pour assurer le suivi de cette consigne.

Par ailleurs, la possibilité de fonctionner en mode dégradé sur un nombre réduit de phases amène naturellement à concevoir un degré de liberté dans la commande, nœud d'une éventuelle stratégie d'optimisation. Dans l'application embarquée considérée, il est essentiel qu'une optimisation énergétique soit envisagée. Nous allons donc nous poser la question de la forme optimale des courants permettant de satisfaire ce critère. Mais nous notons humblement que nous n'avons pas pris en compte un autre critère vital qui est la durée de vie des constituants et tout singulièrement celle du condensateur de filtrage du bus DC [ref2.1.2 40 , ref2.1.2 41].

Ce rapide tour d'horizon nous a permis de situer les travaux menés, dans un premier temps dans la collaboration approfondie entre l'IFSTTAR et le LGEP (GeePs) autour de l'encadrement de la thèse d'Abdelfatah Kolti [ref2.1.2 16 et ref1. 11, ref1. 29, ref1. 33, ref1. 78] puis dans un second temps en interne au Geeps avec les permanents du laboratoire (Eric Labouré et Eric Berthelot) et le stagiaire M1/PPS (Alexis Sellambin, 2015) que j'ai encadré. Ce travail fait l'objet de deux articles acceptés () et d'un article en cours de soumission dans une revue d'ELSEVIER ainsi que d'un article accepté dans la revue IEEE Vehicular Technology. Nous allons détailler ci-après les méthodes utilisées et les principaux résultats obtenus. Nous les positionnerons par rapport à certains des très nombreux travaux internationaux traitant des entraînements électriques à vitesse variable.

1.2.2.a Structure de contrôle associée au mode dégradé sur deux phases :

Passer d'un fonctionnement sur 3 phases à un fonctionnement sur 2 phases implique un changement structurel et donc un changement de la structure de contrôle. En particulier, S. Bolognani, et al. ont exhibé la consigne nécessaire à l'autopilotage d'une MSAP en mode défaillant [ref2.1.2 42 , ref2.1.2 43]. Dans les mêmes articles, ils ont mis en œuvre cette solution avec une structure d'onduleur à quatre bras, le quatrième étant connecté au point neutre de la machine dont les phases étaient connectées en étoile. Leur stratégie de contrôle reposait sur la conservation de la machine fictive de Park. En mode défaillant, cela entraîne des tensions fictives comportant des termes sinusoïdaux additionnels. Les correcteurs PI n'étant pas capables de les fournir efficacement, la qualité du contrôle repose sur la compensation de ces termes, ce qui suggère une conception très sensible aux incertitudes de paramètres (L_d , L_q , L_o et $k\phi$) et de mesure (angle d'autopilotage θ_e). F. Baudart, et al. se placent dans le cadre général d'une machine synchrone à n-phases ($n \geq 3$) totalement découplée ($M = 0$) et définissent les courants optimaux pour un mode défaillant sur (n-1) phases [ref2.1.2 44]. Dans le cas particulier de $n = 3$, ils retrouvent bien évidemment les courants optimaux suggérés en [ref2.1.2 42]. Dans ce cas particulier, le suivi des courants de consigne ne présente pas de difficultés particulières en mode normal comme en mode défaillant dans la mesure où les (n) phases ou les (n-1) phases sont structurellement parfaitement découplées.

L'objectif de l'étude consiste donc à proposer une méthode adaptée au contrôle en temps réel de la machine synchrone triphasée ($n = 3$) en mode défaillant ($n-1 = 2$). Les points clés recherchés sont : (1) une structure de contrôle simple, (2) un réglage, simple et robuste des correcteurs employés, (3) des valeurs en sortie de correcteurs constantes pour un point de fonctionnement donné : couple et vitesse constants. Le travail s'appuie sur l'interprétation physique des phénomènes étudiés ainsi que sur une preuve de concept développée autour du banc mis au point au laboratoire au cours du projet SOFRACI.

Les machines synchrones triphasées sont décrites par un système d'équations couplées (Eq 2.1.2 1). Dans le cas d'une machine à pôles saillants, les coefficients caractérisant ce système dépendent de la position angulaire du rotor [ref2.1.2 45].

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a(\theta_e) & M_{ab}(\theta_e) & M_{ac}(\theta_e) \\ M_{ab}(\theta_e) & L_b(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) \\ M_{ac}(\theta_e) & M_{bc}(\theta_e) & L_c(\theta_e) \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = K_{SM} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{p} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} \right) \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \pi/2) \\ \cos(\theta_e + \pi/2 - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_e + \pi/2 - 4\pi/3) \end{bmatrix} = -K_{SM} \cdot \sqrt{2} \cdot \left(\frac{1}{p} \cdot \frac{d\theta_e}{dt} \right) \cdot \begin{bmatrix} \sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_e - 4\pi/3) \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 1}$$

Où

- θ_e est l'angle électrique caractérisant la position du rotor dans la machine ;
- $[v_a, v_b, v_c]^T$ sont les trois tensions appliquées aux trois phases statoriques de la machine ;
- $[e_a, e_b, e_c]^T$ sont les trois f.c.é.m. induites par le rotor dans les trois phases statoriques de la machine ;
- $[i_a, i_b, i_c]^T$ sont les trois courants circulant dans les trois phases statoriques de la machine ;
- R est la résistance d'une phase statorique ;
- L_a, L_b et L_c sont les trois inductances propres des trois phases statoriques de la machine ;
- M_{ab}, M_{ac} et M_{bc} sont les trois inductances mutuelles des trois phases statoriques de la machine ;
- K_{SM} est le coefficient de la f.c.é.m. dans le cas d'une machine à f.c.é.m. sinusoïdales ;
- p : nombre de paires de pôles.

Etablir une commande consiste à construire les tensions de la machine $[v_a, v_b, v_c]^T$ afin de lui permettre de poursuivre les courants de référence $[i_{a,ref}, i_{b,ref}, i_{c,ref}]^T$. Dans le but de simplifier le problème de la commande, la transformation de Park est la technique couramment utilisée [ref2.1.2 46 et ref2.1.2 47]. Elle permet de transformer le problème initial en un problème formé de trois équations découplées et à paramètres constants. Ainsi, en régime permanent, le problème de poursuite devient-il un problème de régulation. On voit par-là que la bande passante des correcteurs de courant n'est plus liée à la vitesse de rotation de la machine mais au cahier des charges en termes de temps de réponse en couple et en fluxage/défluxage de la machine [ref2.1.2 48]. Cependant, lorsqu'une défaillance survient sur un composant à semi-conducteur, il est indispensable de procéder à l'isolation de la phase concernée, par un fusible commandé par exemple [ref2.1.2 49 à ref2.1.2 77]. La conséquence de cette déconnexion définitive est que la structure de contrôle basée sur trois variables fictives (directe, en quadrature et homopolaire) devient inadaptée car la machine ne possède plus que deux degrés de liberté. Le concepteur du schéma de contrôle-commande doit alors trouver une nouvelle relation bijective entre les deux courants et les deux tensions restant (par exemple $[i_a, i_b]^T$ et $[v_a, v_b]^T$ dans le cas d'un défaut sur la phase c) et les variables virtuelles associées. A ce stade de l'étude, il est important de signaler que Bolognani et al. ont initialement proposé de traiter ce mode défaillant en conservant la transformation de Park et en ajoutant une contrainte sur la composante homopolaire. Néanmoins cet artifice introduit l'inconvénient majeur que, même en régime permanent, les composantes d et q de la tension de commande comportent des composantes sinusoïdales [ref2.1.2 42, ref2.1.2 43].

Ce paragraphe traite donc la question de piloter uniquement deux des trois phases d'une machine synchrone triphasée à aimants. Une transformation innovante va être suggérée afin de s'attaquer efficacement à cette problématique en faisant émerger les modes propres de cette reconfiguration (Fig 2.1.2 3). Le but est de créer une machine virtuelle qui

1. Produit la même force magnétomotrice (f.m.m.) que la machine réelle mais au moyen de deux enroulements découplés (donc orthogonaux) alimentés par les courants fictifs $i_{\delta\gamma}$;

2. Est alimentée par deux tensions fictives $v_{\delta\gamma}$ permettant d'assurer la conservation de la puissance;
3. Est alimentée par des valeurs constantes en régime permanent (couple et vitesse de rotation constants).

Pour répondre à ces trois contraintes, il faut créer deux transformations T_i et T_v , la première dévolue aux courants et la seconde aux tensions. Assez logiquement, les deux transformations recherchées dépendent de la position angulaire électrique du rotor définie par $\theta_e(t)$.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = T_i(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 2}$$

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \end{bmatrix} = T_v(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 3}$$

avec (i_a, i_b) et (v_a, v_b) les courants et les tensions de la machine réelle.

Le paramètre φ illustré à la figure Fig 2.1.2 3 est un paramètre d'optimisation du choix des transformations qui permet de choisir la position du nouveau repère tournant. De même, k est le paramètre définissant le rapport de transformation entre les enroulements fictifs et réels.

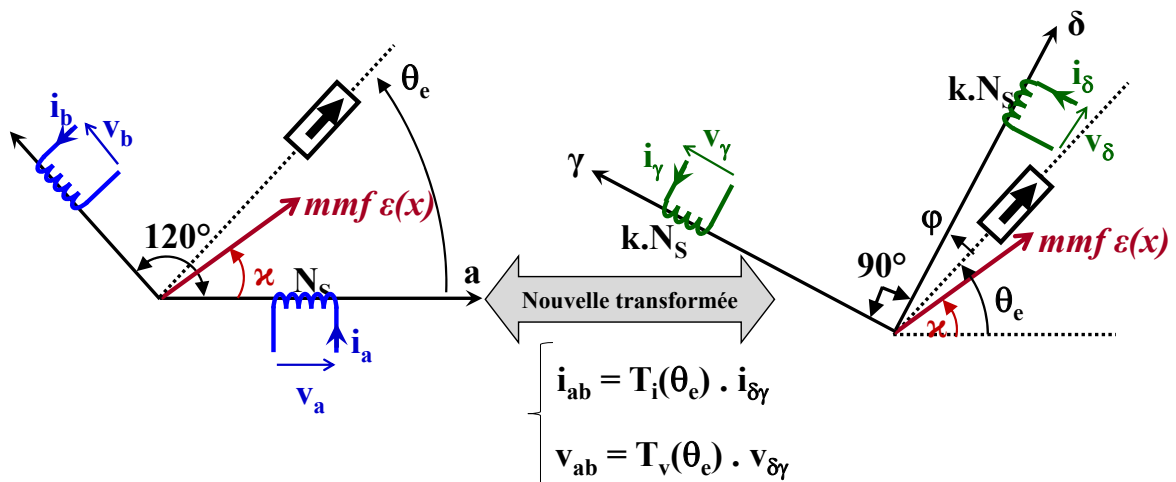


Fig 2.1.2 3 : Machines défaillantes réelle (ab) et fictive ($\delta\gamma$) illustrant l'intérêt des transformations T_i et T_v .

En se fondant sur les trois critères précédents, nous construisons de façon univoque les deux matrices T_i et T_v recherchées. En effet,

1. En égalant la force magnétomotrice créée par les courants statoriques dans chaque machine et en l'exprimant dans la même base (ici, nous avons adopté l'écriture en fonction des courants fictifs i_δ et i_γ), nous obtenons :

$$\begin{cases} T_i(\theta_e) = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \varphi - \pi/6) & -\sin(\theta_e + \varphi - \pi/6) \\ \sin(\theta_e + \varphi) & \cos(\theta_e + \varphi) \end{bmatrix} \\ T_i(\theta_e)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e + \varphi) & \sin(\theta_e + \varphi - \pi/6) \\ -\sin(\theta_e + \varphi) & \cos(\theta_e + \varphi - \pi/6) \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 4}$$

1. Il est important de noter que, contrairement aux transformations triphasées de Concordia ou de Park, la matrice de transformation n'est pas diagonale :

$$T_i(\theta_e)^{-1} \neq T_i(\theta_e)^T \quad \text{Eq 2.1.2 5}$$

Ceci est simplement dû au fait que la conservation de la puissance instantanée n'impose pas cette contrainte lors d'un fonctionnement de la machine triphasée sur deux phases.

2. Afin d'assurer l'équivalence des deux machines (réelle et fictive), il est nécessaire que la puissance consommée par chacune d'entre elles soit identique à chaque instant. Cette égalité instantanée conduit à :

$$T_v(\theta_e)^t \cdot T_i(\theta_e) = Id \quad \text{Eq 2.1.2 6}$$

1. On en déduit donc la transformation des tensions :

$$\begin{cases} T_v(\theta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e - \pi/6) & \cos(\theta_e - \pi/6) \end{bmatrix} \\ (T_v(\theta_e))^{-1} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta_e - \pi/6) & \sin(\theta_e) \\ -\sin(\theta_e - \pi/6) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 7}$$

En mode dégradé, c'est-à-dire avec deux phases opérationnelles sur les trois de la machine, la machine réelle est définie par les deux premières lignes de Eq E2-1. L'utilisation des transformations $T_i(\theta_e)$ et $T_v(\theta_e)$ suggérées conduit au modèle de commande de la machine virtuelle associée.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} &= (T_v(\theta_e))^{-1} \cdot L_{ab} \cdot T_i(\theta_e) \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + (T_v(\theta_e))^{-1} \cdot L_{ab} \cdot \omega_e \cdot \frac{dT_i(\theta_e)}{d\theta_e} \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \\ &+ R (T_v(\theta_e))^{-1} \cdot T_i(\theta_e) \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\delta \\ e_\gamma \end{bmatrix} \end{aligned} \quad \text{Eq 2.1.2 8}$$

Où ω_e est la vitesse angulaire électrique définie par : $\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt}$

Le dernier terme $[e_\delta \ e_\gamma]^T$ correspond à la f.c.é.m. et est égal à $[0 \ K_{SM}\sqrt{2} \ \Omega]^T$ dans le cadre d'une f.c.é.m. $[e_a \ e_b]^T$ sinusoïdale. L'avant-dernier terme représente les chutes de tension ohmiques. Le calcul du produit matriciel $(T_v^{-1} \cdot T_i)$ montre que ce terme introduit un re-couplage des voies δ et γ (Eq 2.1.2 9).

$$(T_v)^{-1} \cdot T_i = \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot (\sin^2(\theta_e) + \sin^2(\theta_e + \pi/3)) & \cos(2 \cdot \theta_e + \pi/6) + \sin(2 \cdot \theta_e) \\ \cos(2 \cdot \theta_e + \pi/6) + \sin(2 \cdot \theta_e) & 2 \cdot (\cos^2(\theta_e) + \cos^2(\theta_e + \pi/3)) \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 9}$$

Cependant, il est important de relever que la tension ohmique virtuelle peut être facilement compensée par le régulateur à partir de la mesure des courants et de la position angulaire du rotor. De plus la constante thermique étant grande, l'évolution du paramètre R est lente et est donc très facilement rejetée par un correcteur de type PI ou IP.

En revanche les deux premiers termes nécessitent la prise en compte précise de la matrice inductance $L_{ab}(\theta_e)$, qui, elle-même, dépend de la saillance des pôles. Dans le cadre d'une machine sans saillance et dans l'hypothèse d'un couplage magnétique idéal des phases, on a une matrice inductance fictive diagonale et constante :

$$L_{\delta\gamma} = (T_v(\theta_e))^{-1} \cdot L_{ab} \cdot T_i(\theta_e) = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 10}$$

En résumé, et pour une f.c.é.m. sinusoïdale, le modèle de la machine fictive est donné par :

$$\begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L \\ +L & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_e \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + R_{\delta\gamma} \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + K_{SM} \cdot \sqrt{2} \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 11}$$

En résumé de cette première étape de structuration du modèle de départ, on peut noter que :

1. La transformation suggérée est basée sur deux matrices $T_i(\theta_e)$ et $T_v(\theta_e)$ dont les paramètres sont indépendants de ceux de la machine synchrone, ce qui rend le découplage insensible à la machine synchrone étudiée ;
2. La transformation conserve la puissance instantanée, ce qui rend les raisonnements physiques plus commodes ;

3. Au prix d'un découplage évoqué plus loin, la relation existant entre les tensions fictives (v_δ and v_γ) et les courants fictifs (i_δ et i_γ) est de type intégral avec un coefficient dépendant des coefficients de la matrice inductance réelle. Ce résultat permet donc bien de mettre en œuvre efficacement de simples correcteurs IP. Par ailleurs les coefficients des inductances en jeu étant élevés, il n'y a pas de craintes de constater sur les courants de phase des oscillations de découpage élevées, bien au contraire. En conséquence de quoi, il est totalement inutile d'adjoindre au système une inductance supplémentaire de filtrage : c'est un point remarquable par rapport à la proposition des références ref2.1.2 42 et ref2.1.2 43.
4. L'approche est
 - a. complète en ce sens que la démarche permet de (1) créer une structure de contrôle, (2) définir la commande rapprochée (SV-PWM), (3) établir une interprétation physique des variables virtuelles créées ;
 - b. unifiée car elle permet de traiter les architectures triphasées résilientes à la déconnexion d'une phase de la machine.

La structuration adaptée du modèle de commande permet donc de construire la structure de contrôle du couple T_{ref} . La machine virtuelle associée à la relation de passage proposée (T_i , T_v) présente deux enroulements orthogonaux nommés δ et γ dans un repère direct. Le premier courant i_δ contribue au réglage du champ magnétique dans l'entrefer de la machine tandis que le second courant i_γ permet de contrôler le couple électromagnétique T_{em} produit sur l'arbre en rotation. Les variables de contrôle sont les tensions $[v_\delta, v_\gamma]^T$ aux bornes des enroulements fictifs. Celles-ci sont générées par un onduleur de tension constitué de ponts en H alimentés par le même bus DC, issu de la batterie embarquée. Pour obtenir un découplage total des deux voies, il suffit d'ajouter les trois termes de compensation étudiés précédemment (Fig 2.1.2 4). Une fois cette compensation effectuée, la machine est alors décrite par les deux équations linéaires d'ordre 1 suivantes :

$$\begin{bmatrix} u_\delta \\ u_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & L \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 12}$$

Où $[u_\delta, u_\gamma]^T$ sont les nouvelles commandes de la machine découplée définies par :

$$\begin{bmatrix} v_\delta \\ v_\gamma \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\delta \\ u_\gamma \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -L \\ +L & 0 \end{bmatrix} \cdot \omega_e \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + R_{\delta\gamma} \cdot \begin{bmatrix} i_\delta \\ i_\gamma \end{bmatrix} + K_{SM} \cdot \Omega \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 13}$$

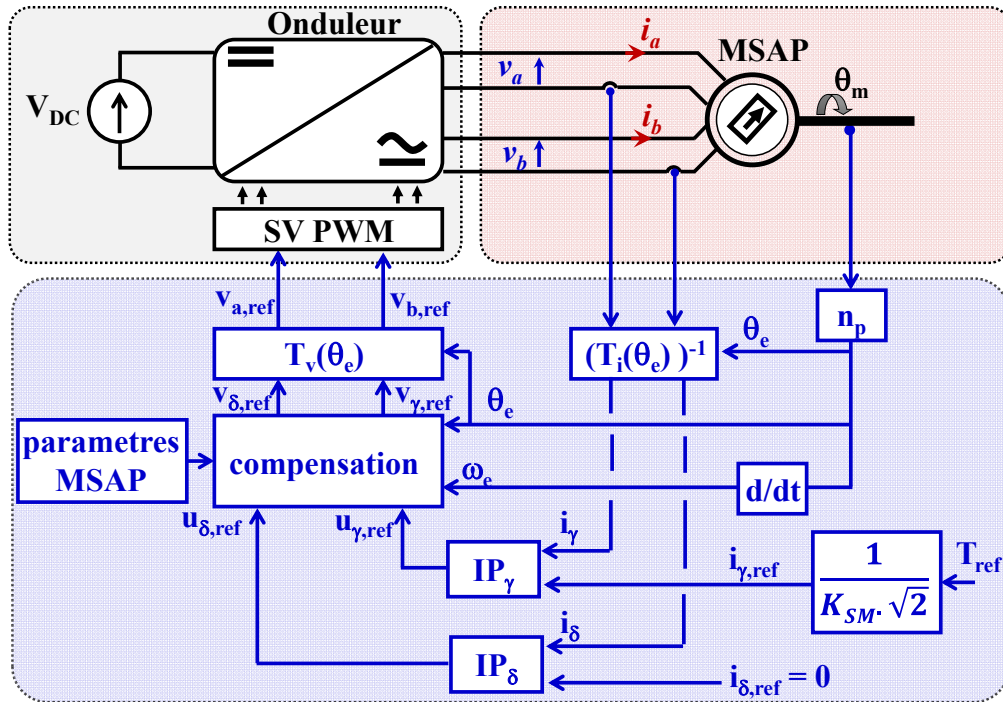
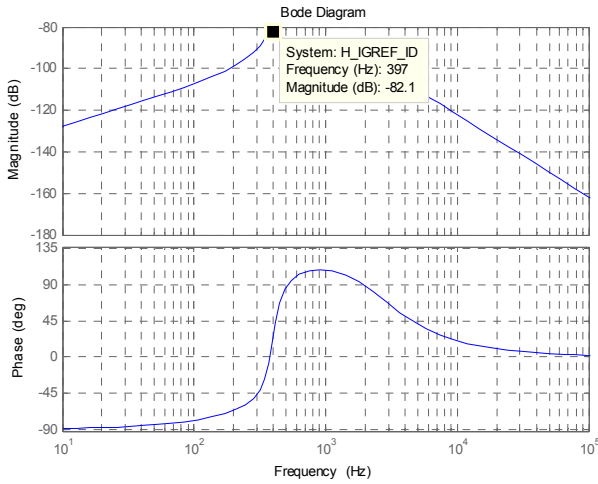


Fig 2.1.2 4 : Structure de contrôle de la machine synchrone triphasée en mode défaillant

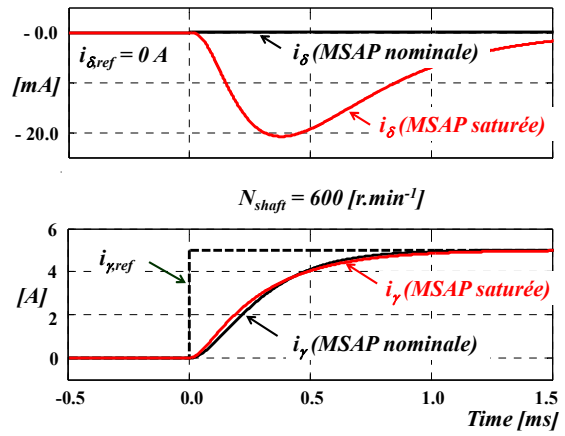
Il est important de noter que :

1. Le premier terme de compensation correspond à la réaction d'induit de la machine fictive. Ce terme est donc sensible à la précision de la valeur de l'inductance propre de la machine réelle. Néanmoins, nous devons noter que (1) cette valeur est simple à déterminer expérimentalement. (2) les courants fictifs sont des variables continues et que donc les correcteurs IP sont parfaitement capables de compenser le décalage lié à une connaissance imparfaite.

L'important est donc d'évaluer la sensibilité des performances dynamiques de l'entraînement électrique vis-à-vis d'une mauvaise connaissance de ce premier terme de compensation. En effet, lors d'un fonctionnement en sur-courant, le circuit magnétique de la machine peut atteindre la saturation, ce qui entraîne une diminution sensible de la valeur de l'inductance. Dans une telle configuration, la compensation ne sera plus parfaitement adaptée, ce qui induira une fonction de transfert non nul entre la référence de courant ($i_{\gamma,ref}$) et le courant (i_{δ}). On a à faire à un filtre passe-bande du 4^{ème} ordre. En prenant l'hypothèse d'une réduction de 50% de la valeur des coefficients réels d'inductance, la fréquence centrale est 400 Hz pour une atténuation minimale de 81 dB minimal ce qui reste très important (Fig 2.1.2 5 -a). LA réponse indicielle du système régulé montre qu'un échelon de 5 A de la consigne de courant $i_{\gamma,ref}$ n'induit qu'un dépassement négligeable de 11 mA pour le courant i_{δ} sensé rester nul ; de même la dynamique de courant selon l'axe δ est très peu affectée (Fig 2.1.2 5 -b).



a) Fonction de transfert entre $I_{\gamma,ref}$ and I_{δ}



b) Transitoire de couple

$N = 600 \text{ r.min}^{-1}$, $I_{\delta,ref} = 0 \text{ A}$ and $I_{\gamma,ref} = 0 \text{ A} \rightarrow 5 \text{ A}$

Fig 2.1.2 5 : Simulation du fonctionnement de l'entraînement en défaut et en tenant compte de la saturation

2. Le second terme correspond à la chute de tension ohmique induite par les deux courants fictifs. La matrice inductance associée dépendant de la position du rotor. Cependant ses valeurs peuvent être considérées comme faibles par rapport à celle de la matrice $\omega_e L_{\delta\gamma}$. Nous avons testé en simulation comme expérimentalement que la poursuite des courants i_{δ} and i_{γ} n'est pas du tout affectée par la présence ou l'absence de cette compensation.
 3. Le troisième terme permet quant à lui d'annuler l'influence de la force contre-électromotrice produite par l'inducteur en rotation. Ce terme est exprimé dans le nouveau repère. Par conséquent, ce terme est continu et constant lorsque la vitesse du moteur évolue de manière quasi-statique. Hormis la vitesse, la seconde raison d'une évolution de ce terme est une élévation de température des aimants permanents qui peut entraîner une diminution significative des forces contre-électromotrices. Néanmoins, dans les deux cas, le terme à compenser évolue lentement vis-à-vis de la dynamique de l'asservissement de courant. Aussi peut-on estimer que le terme intégral du correcteur IP compense facilement les dérives éventuelles de ce troisième terme.
- En revanche, dans les références ref2.1.2 42 et ref2.1.2 43, Bolognani et al, les auteurs doivent mettre en œuvre un terme de compensation avec une composante sinusoïdale à deux fois la fréquence électrique. Les auteurs expliquent en détail que l'absence de cette compensation dégrade fortement les performances de l'asservissement de courant. C'est donc une seconde différence fondamentale entre les deux approches.

Le système ayant été étudié et son contrôle défini, il est désormais indispensable de passer à la vérification expérimentale de la pertinence de la démarche développée. La preuve de concept a été effectuée sur un système expérimental de laboratoire développé au Geeps lors du projet SOFRACI (Fig 2.1.2 6).

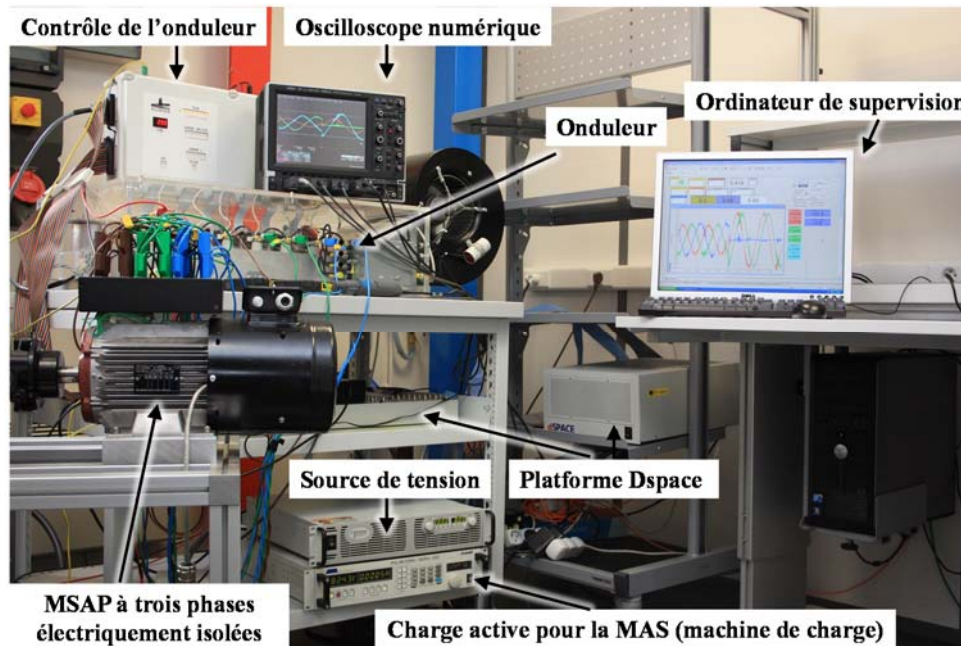


Fig 2.1.2 6 : Dispositif expérimental permettant d'effectuer les preuves de concept

Nous avons développé un banc expérimental pour valider la structure de contrôle élaborée pour la machine triphasée en mode défaillant (c-à-d alimentée par uniquement deux de ses 3 phases). Ce banc (Fig 2.1.2 7) est organisé en deux parties interconnectées.

1. Le système à tester comporte :

- Une machine synchrone à aimant (Leroy Somer) comportant trois phases électriquement isolées ;
- Un codeur incrémental de position (IVO industrie) connecté sur l'arbre mécanique et offrant une résolution de 2500 points par tour ;
- Un onduleur à IGBT et diodes en antiparallèle comportant 6 bras commutés à la fréquence de découpage de 20 kHz. Dans le cadre de l'étude, une cellule est supposée défaillante et donc les deux bras alimentant la phase c sont inhibés : seuls 4 bras fonctionnent pour alimenter les phases restantes a et b ;
- D'une source continue (AGILENT) 300 V – 11 A représentant la batterie et alimentant le bus DC de l'onduleur dédié à la machine synchrone ;
- De capteurs de courant à effet Hall (LEM) sur chaque phase du moteur ;
- D'un système de contrôle temps réel DSPACE. Il est centré autour d'une carte processeur DS1006 assurant les fonctions de sécurité et de gestion des consignes ainsi que la fonction d'interface vers les cartes filles et vers l'ordinateur de supervision. Elle est associée à la carte DS3001 effectuant le décodage des trois signaux émis par le codeur de position. Elle est également en relation avec une carte FPGA DS5203 équipée d'un FPGA Xilinx Virtex® 5 pilotée par une fréquence d'horloge de 10 MHz. Cette dernière carte assure la génération des signaux PWM envoyés à l'onduleur de tension ainsi que la conversion analogique numérique des courants mesurés et leur asservissement. L'ensemble des programmes sont réalisés avec le logiciel Matlab / Simulink et sont ensuite compilés pour être chargés dans le système DSPACE.

2. La machine étudiée étant pilotée en couple, la seconde partie du banc permet d'imposer à l'arbre de la machine sa vitesse de rotation comme le ferait le système entraîné lors de son utilisation dans une application industrielle. Elle est composée :

- D'une machine de charge (THRIGE ELECTRIC) de type machine asynchrone à deux paires de pôles ;
- D'un variateur industriel (OMRON) dont la consigne est la vitesse souhaitée sur l'arbre mécanique ;
- D'un réseau électrique triphasé basse tension (400 V / 50 Hz) ;

- D'une charge active (AMREL) pilotée en tension et dont la consigne est définie à 600 V afin de récupérer la puissance que souhaite renvoyer le variateur industriel.

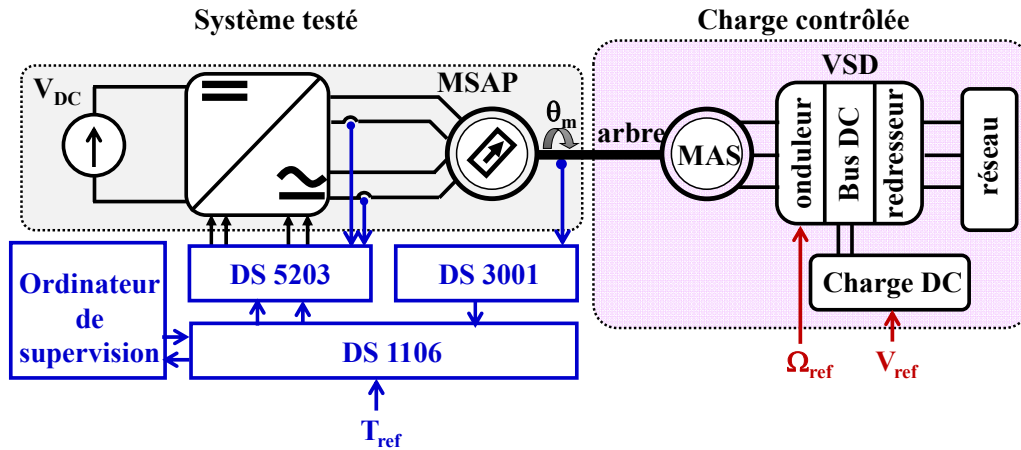


Fig 2.1.2 7 : Schéma synoptique du dispositif expérimental

Sur ce banc expérimental, nous avons procédé à des essais en un régime permanent (couple et vitesse fixés), en régime transitoire (l'un de couple et l'autre de vitesse) ainsi qu'en basculement du mode sain vers le mode défaillant. L'analyse des essais effectués est la suivante :

1. Régime permanent :

Dans un premier temps, le contrôle est testé en régime permanent. Pour cela l'arbre moteur est maintenu par la machine de charge à une vitesse de 600 tours.min⁻¹. La consigne de courant est donnée dans le référentiel $\delta\gamma$ proposé et est fixée à : $I_{\delta\gamma,ref} = [0 A \quad -10 A]^T$. Sur le relevé (Fig 2.1.2 8), on peut noter que les deux courants réels i_a et i_b sont bien sinusoïdaux, de même amplitude, déphasés entre eux de 60° et retardés respectivement de 30° et de 90° par rapport au passage par $\theta_e = \pi$. Ce comportement est bien conforme à celui obtenu lors d'une optimisation du courant avec une contrainte de forme sinusoïdale. Les courants présentent une fréquence de $f_e = 40$ Hz car la machine étudiée possède 4 paires de pôles ($p = 4$).

On peut noter que les rapports cycliques fictifs comportent, en plus de leur composante continue, une composante alternative à la fréquence ($2.f_e$). Ceci est en partie dû au fait que la machine synchrone présente une f.c.é.m. non sinusoïdale. On voit bien que cela rejaille sur la f.c.é.m. de la machine fictive et donc se répercute sur la commande $d_{\delta\gamma}$ (cf E2-24).

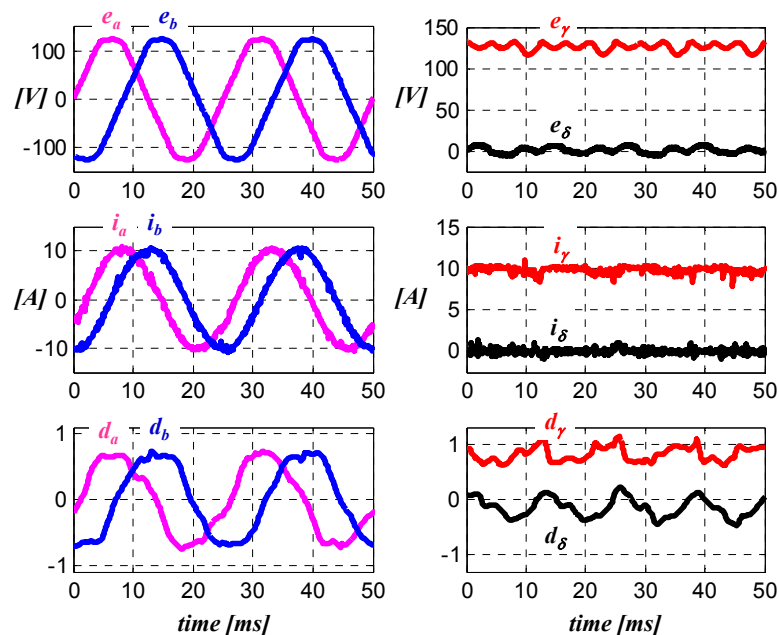


Fig 2.1.2 8 : Stratégie en mode défaillant pour $N_{\text{arbre}} = 600 \text{ [tr.min}^{-1}\text{]}$: $I_{\delta,\text{ref}} = 0 \text{ [A]}$ and $I_{\gamma,\text{ref}} = 10 \text{ [A]}$

2. Transitoire de couple

Etant donné que ce système est développé pour la traction automobile, il est important de tester la capacité de réponse à des transitoires de couple. C'est la raison nous proposons d'analyser la réponse indicielle de la référence de courant $i_{\gamma,\text{ref}}$; l'arbre moteur étant maintenu à la vitesse de rotation précédente ($N = 600 \text{ tours.min}^{-1}$), cette dernière est issue d'un générateur d'impulsions carrées présentant une fréquence 6,7 Hz et des paliers à 5 A et 15 A. Nous pouvons observer une réponse rapide sans dépassement particulier ce qui confirme que le système d'anti-saturation opère efficacement (Fig 2.1.2 9). La majeure partie de l'évolution transitoire de i_{γ} est linéaire et représente essentiellement un grand transitoire provoquant une saturation de la commande d_{ab} . Dans ces conditions, le temps de réponse à 5 % est de l'ordre de 1,8 ms.

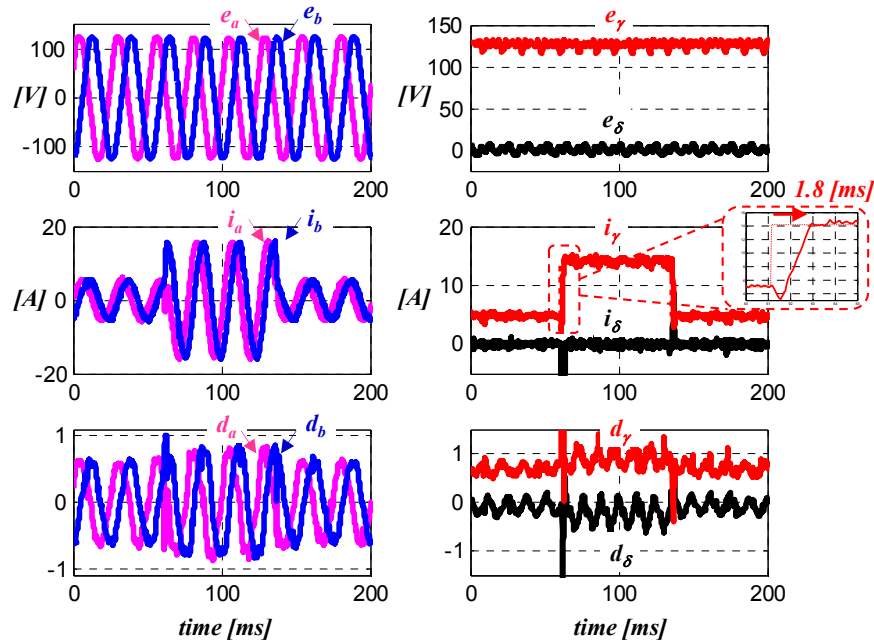


Fig 2.1.2 9 : Stratégie en mode défaillant pour $N_{\text{arbre}} = 600 \text{ [tr.min}^{-1}\text{]}$:
 $I_{\delta,\text{ref}} = 0 \text{ A}$ and $I_{\gamma,\text{ref}} = 5 \text{ A} \Leftrightarrow 15 \text{ A}$

3. Transitoire de vitesse

Pour les mêmes raisons, il est important de tester la réponse du système lors d'une variation de vitesse. Pour cela on maintient la consigne de courant constante ($I_{\delta,\text{ref}} = 0 \text{ A}$ et $I_{\gamma,\text{ref}} = 10 \text{ A}$) pendant que la consigne N_{ref} du variateur (VSD) de la machine de charge (IM) passe linéairement de $N_i = 0 \text{ tours.min}^{-1}$ à $N_f = 600 \text{ tours.min}^{-1}$ avec une pente de $dN/dt = 0.04717 \text{ tour.s}^{-2}$. Sur cette réponse (Fig 2.1.2 10), on constate par la bonne régulation des courants i_δ et i_γ que la variation de vitesse constitue une perturbation parfaitement rejetée. Cet essai valide donc bien le fait d'une part que les compensations (« feedforward ») sont efficaces et d'autre part que le terme intégral du régulateur est bien dimensionné.

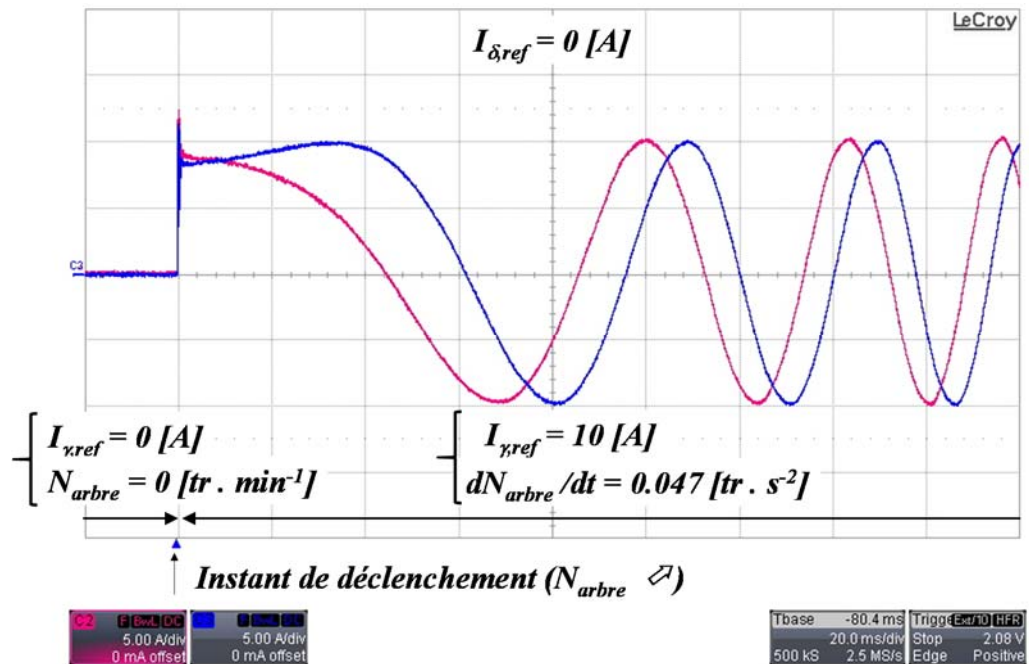


Fig 2.1.2 10 : Mode défaillant en réponse en rampe de vitesse :
 $N = 0 \text{ tours.min}^{-1} \rightarrow 600 \text{ tours.min}^{-1}$, $I_{\delta,ref} = 0 \text{ A}$ et $I_{\gamma,ref} = 10 \text{ A}$
 Grandeurs réelles (f.é.m., courants et vitesse mécanique)

4. Basculement du mode sain au mode défaillant

En dernier lieu, il est normal de tester une des raisons principales de cette architecture qui réside dans la possibilité d'un fonctionnement en mode dégradé aussitôt qu'une défaillance est détectée sur un des 6 bras de l'onduleur. (Les deux autres atouts de ce système sont une recharge lente ou rapide à bon rendement ainsi que la fonction d'assistance au réseau électrique pendant les phases de parking). Cette capacité est fondamentale tout à la fois pour assurer la fiabilité du système (pas de perte de contrôle de la fonction traction sur laquelle repose en partie la sécurité du véhicule) et pour permettre une maintenance aisée (grâce à la possibilité d'un acheminement autonome vers un garage pour une réparation sereine du système). C'est la raison pour laquelle, à l'instant $t_{def} = 0 \text{ s}$ (centre de l'oscilloscope), l'onduleur de la phase c est inhibé afin de simuler une défaillance. Tablant sur une réaction rapide du système de détection [ref2.1.2 31], on considère ici que la structure de contrôle passe instantanément du mode sain au mode défaillant. En revanche, la consigne de couple reste inchangée à une valeur constante : $T_{em} = 20 \text{ [N.m]}$. Sur cette réponse (Fig 2.1.2 11), on peut observer que le courant i_c dans la phase en défaut s'annule quasi instantanément et que les deux courants restants modifient rapidement leur forme d'onde pour rejoindre leur nouvelle consigne de courant : bien entendu, ils changent tout à la fois de phase à l'origine et d'amplitude. Cette dernière augmente afin d'assurer un couple similaire ; plus précisément, l'amplitude est bien multipliée par le facteur $\sqrt{3}$ attendu en passant de 7.1 A à 12,25 A.

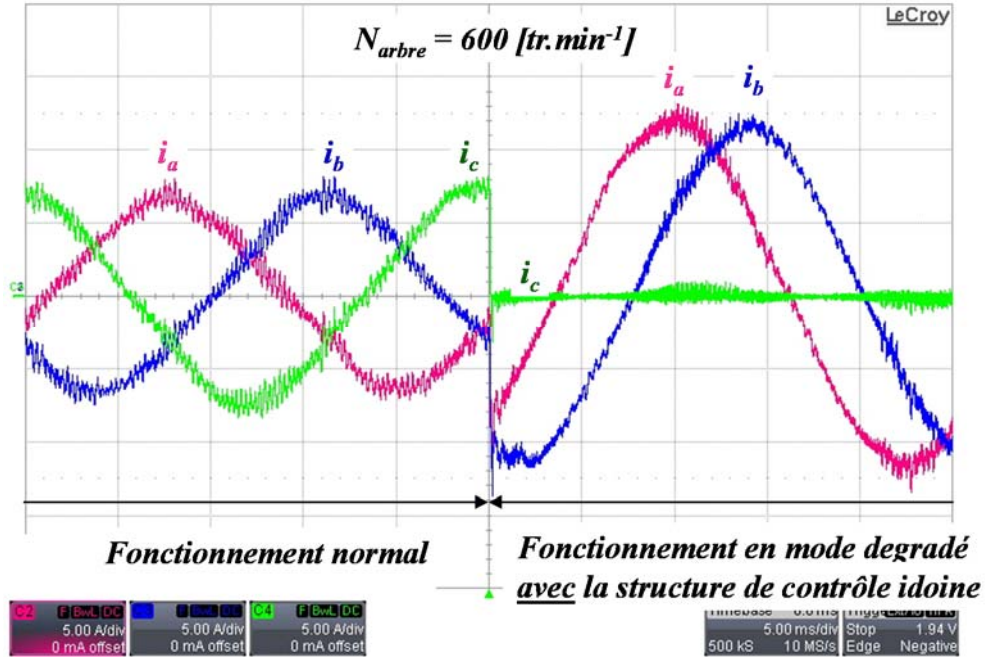


Fig 2.1.2 11 : Basculement du mode sain au mode défaillant avec reconfiguration de la commande $N = 600 \text{ [tours.min}^{-1}\text{]}$ et $T_{ref} = 20 \text{ [N.m]}$

1.2.2.b Optimisation énergétique des courants en mode dégradé :

Nous avons vu que dans le cas particulier de cette machine synchrone, les f.c.é.m. ne sont pas sinusoïdales mais comportent des composantes harmoniques. Il est donc légitime de se poser la question de l'optimisation de la forme des courants dans le contexte général d'une f.c.é.m. quelconque puis de l'appliquer au cas particulier de la machine à répartition sinusoïdale ainsi qu'à celui de la machine étudiée. La question posée est un problème d'optimisation sous contrainte. En effet, il est souhaitable de rechercher les pertes minimales tout en respectant une ondulation nulle de la puissance électromagnétique convertie par la machine. Pour simplifier l'étude, on peut dans un premier temps chercher à minimiser les pertes Joule qui sont facilement modélisables sous forme analytique, tout en admettant que les pertes ferromagnétiques dépendent moins de la forme basse fréquence des courants. Le critère est donc la minimisation de la fonctionnelle $J(i_a, i_b)$ définie par (Eq 2.1.2 14) :

$$J(i_a, i_b) = \int_{t_0}^{t_0+T_e} \left((i_a(t))^2 + (i_b(t))^2 \right) \cdot dt \quad \text{Eq 2.1.2 14}$$

Pour résoudre ce problème d'optimisation sous forme analytique, la formulation d'Euler-Lagrange [ref2.1.2 49] semble la plus adaptée car le critère étant intégral, on cherche bien à minimiser une fonctionnelle en respectant ici une seule contrainte ($P_{em}(t) = C^{te}$). Il faut donc associer à ce problème, une seule variable $\lambda(t)$ de Lagrange et la fonctionnelle augmentée J_a est définie par :

$$J_a(i_a, i_b, \lambda) = \int_{t_0}^{t_0+T_e} \left\{ (i_a(t))^2 + (i_b(t))^2 + \lambda(t) \cdot f(i_a(t), i_b(t), t) \right\} \cdot dt \quad \text{Eq 2.1.2 15}$$

Où f est la fonction contrainte définie ici par :

$$f(i_a, i_b, t) = (e_a(t) \cdot i_a(t)) + (e_b(t) \cdot i_b(t)) - P_{em} = 0 \quad \text{Eq 2.1.2 16}$$

Par conséquent, une condition nécessaire d'optimalité consiste à respecter le système de 3 équations suivant :

$$\begin{cases} 2i_a(t) + e_a(t) \cdot \lambda(t) \\ 2i_b(t) + e_b(t) \cdot \lambda(t) \\ e_a(t) \cdot i_a(t) + e_b(t) \cdot i_b(t) - P_{em} = 0 \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 17}$$

La résolution de ce système de 3 équations à trois inconnues (i_a , i_b , λ) donne :

$$\begin{cases} i_a(t) = P_{em} \cdot \frac{e_a(t)}{(e_a(t))^2 + (e_b(t))^2} \\ i_b(t) = P_{em} \cdot \frac{e_b(t)}{(e_a(t))^2 + (e_b(t))^2} \\ \lambda(t) = -\frac{2 \cdot i_a(t)}{e_a(t)} \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 18}$$

On obtient donc une proposition complètement différente de celle qui découlait de la contrainte de garantir un courant sinusoïdal pur. Désormais, même avec des f.c.é.m. $e_a(t)$ et $e_b(t)$ sinusoïdaux, de même amplitude et déphasés de $2\pi/3$, la relation (Eq 2.1.2 18) fournit des formes d'ondes radicalement différentes de celles établies en (ref2.1.2 42) par Bolognani et al. : les courants ont la même amplitude mais ne sont plus sinusoïdaux et sont retardés entre eux de $T_{elec}/3$ au lieu de $T_{elec}/6$. Par ailleurs, ils s'annulent simultanément avec la f.c.é.m. qui leur est associée, ce qui paraît a posteriori évident. Pour fixer les idées, Eq 2.1.2 19 donne la forme onde de $i_{ab}(t)$ établie par (Eq 2.1.2 18), dans le cas de $e_{ab}(t)$ sinusoïdale est :

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} = \frac{T_{em}}{K_{SM,1} \cdot 2 \cdot p} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_e) \\ 2 - \cos(\theta_e + \pi/3) \\ -\sin(\theta_e - 2\pi/3) \\ 2 - \cos(\theta_e - \pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{Eq 2.1.2 19}$$

De même, en se fondant sur la forme d'onde des f.c.é.m. relevées sur la machine du banc expérimental, la figure Fig 2.1.2 12 établit un exemple d'allure de l'autopilotage de $i_{ab}(t)$ dans le cas où l'on cherche à délivrer un couple électromagnétique T_{em} de 20 N.m à la machine synchrone entraînée à 600 tours.min⁻¹. La figure Fig. F4.9 montre que cet autopilotage peut être aisément réalisé en utilisant la structure de contrôle proposée précédemment, bâtie autour du référentiel fictif $\delta\gamma$, d'actions de compensation et de correcteurs PI indépendants. La machine produit avec une valeur efficace de courant de 6.43 A, le même couple électromagnétique (17 N.m) qu'avec les 7.1 A RMS des courants sinusoïdaux.

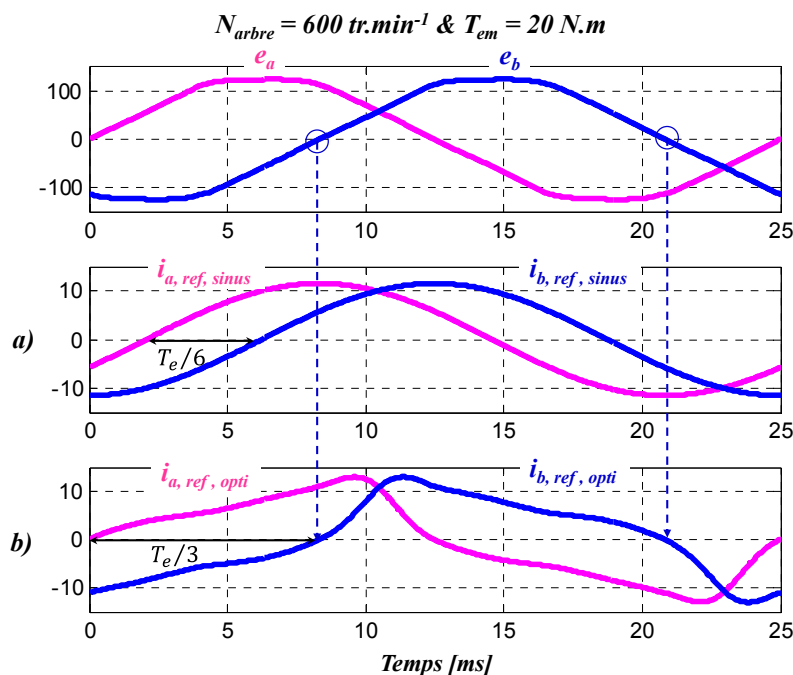


Fig 2.1.2 12 : Références générées par l'autopilotage : $N = 600 \text{ tours.min}^{-1}$, et $T_{ref} = 20 \text{ N.m}$

a) optimales avec contrainte de forme sinusoïdales

b) optimales sans contrainte de forme

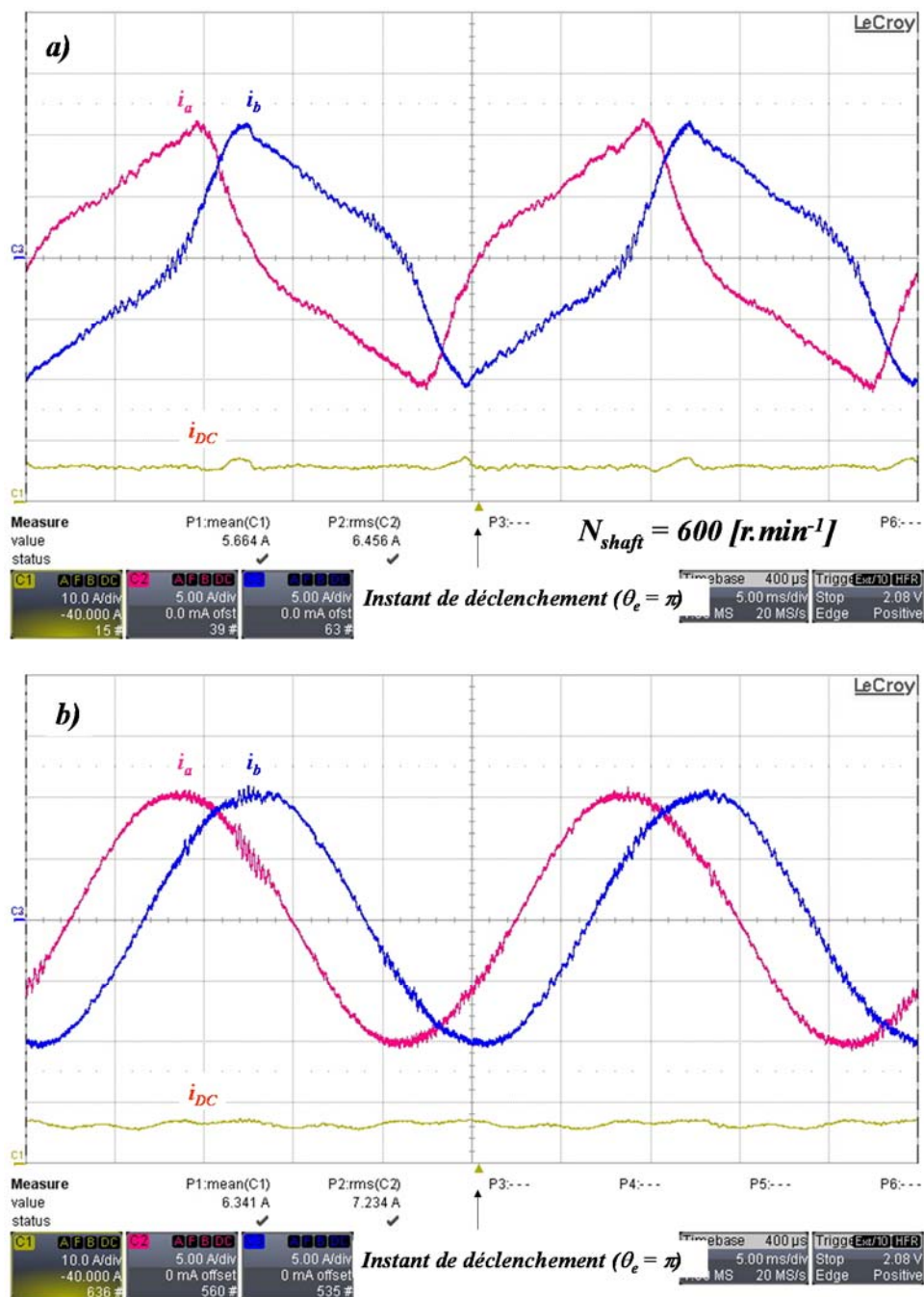


Fig 2.1.2 13 : Mode défaillant : $N = 600 \text{ tours.min}^{-1}$, et $T_{ref} = 17 \text{ N.m}$

a) sans contrainte de forme

b) avec contrainte de forme sinusoïdale

Pour évaluer l'écart entre les deux propositions de référence de courants optimaux (avec contrainte de forme sinusoïdale ou sans contrainte de forme), le tableau ci-dessous (Tab 2. 1 : valeurs efficace et crête des courants de référence ($20 \text{ N.m} / 600 \text{ tr.min}^{-1}$)) donne les valeurs efficace et crête de la référence de courant servant à l'autopilotage dans le cas étudié à la figure Fig 2.1.2 13. On peut noter que l'absence de contrainte sur la forme permet de diminuer la valeur efficace du courant, ce qui est normal. En revanche, libérer cette contrainte, génère des valeurs crêtes de courant un peu plus importantes ; il s'agit de compenser la baisse de puissance de la phase qui voit simultanément l'annulation de la f.c.é.m. et du courant. La figure Fig 2.1.2 14 montre également les pertes associées à chaque mode, pour une vitesse constante ($300 \text{ tour.min}^{-1}$) et un couple variable. Pour un même couple, on peut noter une différence significative (+14%) entre les pertes globales (onduleur et machine) liées aux formes d'onde optimisées et celles contraintes à suivre un profil

sinusoïdal. De même, l'absence de contrainte permet de produire un couple 14% plus important tout en restant dans les limites acceptables pour l'échauffement des bobinages (10 A efficace). En dernier lieu, il est remarquable de noter qu'avec ce banc d'essai, l'écart entre les deux modes est essentiellement quadratique. Le fait que les courants optimisés présentent des valeurs crêtes légèrement supérieures n'est pas pénalisant.

Tab 2. 1 : valeurs efficace et crête des courants de référence (20 N.m / 600 tr.min⁻¹)

Optimisation du courant	I _{eff}	I _{crête}
Forme sinusoïdale	7,70 A	13,001 A
Sans contrainte de forme	8,15 A	11,53 A

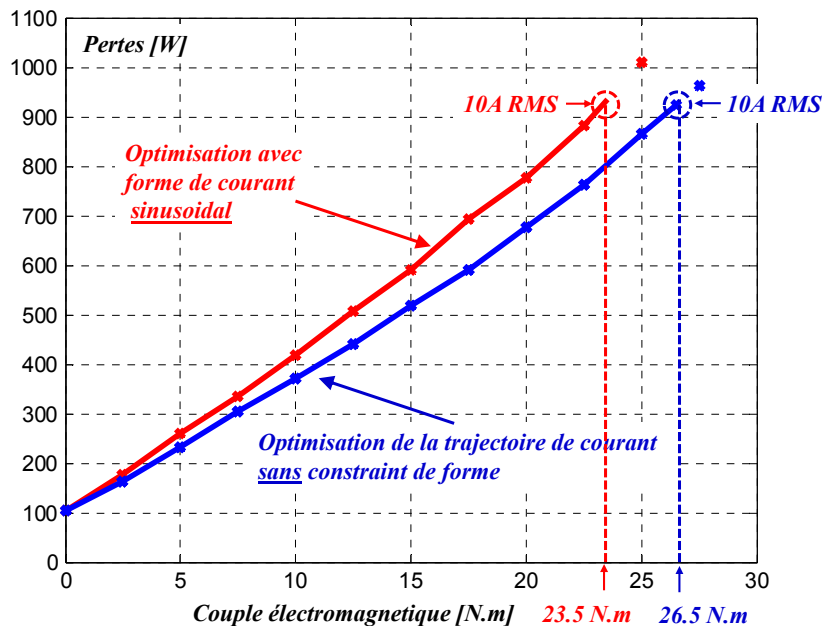


Fig 2.1.2 14 : Mode dégradé - comparaison des pertes à N = 300 tr.min⁻¹

I.2.2.c Optimisation énergétique des courants en mode normal :

La machine voit chacune de ses trois phases alimentée par trois interfaces pilotables indépendamment, ce qui ouvre des degrés de liberté qu'une stratégie peut explorer. En effet, contrairement à l'association d'une machine synchrone couplée en étoile et d'un onduleur à trois bras, il est ici possible d'envisager l'alimentation d'une seule phase de la machine sans pour autant alimenter les deux autres. Le but est de montrer comment obtenir le meilleur rendement de conversion pour chaque point de fonctionnement défini dans le plan (couple, vitesse).

Cette problématique d'amélioration du rendement nominal des convertisseurs de puissance et plus spécifiquement d'augmentation du rendement énergétique de ses interfaces est un enjeu majeur, de rendement, de compacité et de fiabilité de ses constituants. Dans le cas d'une optimisation énergétique, on considère souvent des profils de mission typique qui conduisent à estimer les pertes en différents points de fonctionnement judicieusement choisis [ref2.1.2 50]. Cette considération est particulièrement importante pour obtenir une optimisation énergétique pertinente [ref2.1.2 55]. A titre d'exemple emblématique, les onduleurs photovoltaïques ont fait d'énormes progrès [ref2.1.2 51 à ref2.1.2 54] depuis que la législation européenne n'exige plus uniquement un rendement nominal mais également sous charge partielle, c'est-à-dire à 10%, 20% and 50% de la puissance nominale [ref2.1.2 56]. L'application automobile est également soumise à une très large plage de puissance [ref1. 19] et il a été démontré que, pour augmenter l'autonomie

du véhicule, il fallait réduire les pertes énergétiques de la chaîne de traction (batteries, électronique de puissance, moteur, etc) dans le domaine des petites puissances et des faibles vitesses [ref2.1.2 57]. Bien-entendu, l'amélioration du rendement des convertisseurs de puissance s'appuie sur plusieurs leviers. Citons (1) l'utilisation de nouveaux composants [ref2.1.2 58 - ref2.1.2 60], (2) la mise au point de topologies plus complexe permettant des commutations douces [ref2.1.2 61 - ref2.1.2 63], ou une conception modulaire [ref2.1.2 64 - ref2.1.2 66], ou une meilleure intégration [ref2.1.2 67], (3) des considérations systémiques (comme le projet SOFRACI) et des stratégies de contrôle innovantes comme la « conversion de puissance différentielle » [ref2.1.2 68, ref2.1.2 69] ou les architectures de convertisseurs composite [ref2.1.2 70]. En particulier, le défi d'obtenir la courbe de rendement la plus plate possible a conduit à la solution de scinder le convertisseur en plusieurs convertisseurs de puissance réduite travaillant en parallèle [ref2.1.2 71]. Le nombre de cellules en fonctionnement est défini afin d'optimiser l'efficacité énergétique globale. Ainsi, certaines d'entre elles peuvent être temporairement inactivées pour améliorer le rendement aux faibles charges. Cette procédure est connue sous l'appellation anglo-saxonne de "Phase Shedding" ou "Efficiency-optimal Partitioning" [ref2.1.2 72]. Toyota a mis en oeuvre cete stratégie pour gérer le hacheur élévateur de 114 kW régulant la tension continue fournie par la pile à combustible dans son véhicule à hydrogène nommé « Mirai » [ref2.1.2 73]. Le convertisseur DC-DC mentionné est constitué de 4 bras connectés en parallèle et le contrôle associé détermine en temps réel le nombre optimal de bras devant être utilisés : cette stratégie conduit à une réduction de 10 % des pertes au point de fonctionnement de 15 kW. Toutefois, cette stratégie d'effacement optimisé n'a jamais été envisagée dans les entraînements électriques et c'est donc l'objet de cette contribution qui s'appuie sur une architecture permettant d'envisager un tel partitionnement de la puissance convertie. Le but est donc d'optimiser l'association convertisseur-machine [ref2.1.2 74]. Pour cela, nous reviendrons brièvement sur l'expression des pertes dans les convertisseurs de puissance. Puis nous en déduirons la stratégie proposée et calculerons l'allure des courants d'autopilotage selon le couple exigé.

Les pertes dans les convertisseurs statiques évoluent généralement de manière quadratique en fonction de la puissance de sortie [ref2.1.2 51] :

$$pertes = k_0 + k_1 \cdot P_S + k_2 \cdot (P_S)^2 \quad \text{Eq 2.1.2 20}$$

Dans cette expression (Eq 2.1.2 20), les trois termes proviennent de différentes contributions.

1. k_0 exprime la part des pertes indépendante de la puissance de sortie. Il s'agit :
 - de la puissance consommée par les auxiliaires, c'est-à-dire essentiellement la puissance consommée par les cartes de commande des IGBT. On trouve également la consommation du circuit de refroidissement, ainsi que celle des capteurs et du contrôle. Mais, dans notre cas, nous ne pourrons pas agir sur ces trois derniers paramètres ;
 - des pertes capacitatives lors des commutations des semi-conducteurs de puissance (capacités parasites des composants).
 - des pertes magnétiques dans la carcasse du moteur.
2. k_1 exprime la partie des pertes dépendant linéairement de la puissance de sortie. Il s'agit :
 - des pertes par conduction dans les interrupteurs, car I.G.B.T. et diodes ont une tension de seuil ($V_{forward}$) et présentent une chute de tension essentiellement indépendante du courant ;
 - des pertes par commutation (hormis les pertes capacitatives évoquées ci-dessus).
3. k_2 exprime la partie des pertes dépendant du carré de la puissance de sortie. Il s'agit :
 - des pertes dues à la résistance dynamique des interrupteurs ;
 - ainsi que des pertes par effet Joule dans les enroulements de la machine et dans les condensateurs de filtrage (du bus DC).

Il résulte de l'expression des pertes (Eq 2.1.2 20) une courbe de rendement partant de zéro pour une puissance P_S demandée très faible, augmentant jusqu'à un extremum pour $P_{S,\eta_{max}} = \sqrt{k_0/k_2}$ puis

diminuant pour des puissances supérieures à cette valeur optimale. Bien évidemment, le point de rendement maximal $\eta_{\max} = 1 - k_1 - 2 \cdot \sqrt{k_0 \cdot k_2}$ dépend des trois paramètres k_0 , k_1 et k_2 définissant les pertes.

Dans le cas où on dispose de plusieurs convertisseurs pour réaliser la conversion, on peut donc agir sur les trois paramètres k_0 , k_1 et k_2 . En effet, pour une même puissance P_s , passer d'un fonctionnement à un convertisseur à un fonctionnement à deux convertisseurs va :

- augmenter k_0 (doubler ce terme si on ne retient que la commande des IGBT et les pertes par commutation dues aux capacités parasites) ;
- laisser inchangé k_1 ;
- diminuer k_2 (diviser par deux ce terme si on admet que le courant se partage en deux parties égales et que la résistance en jeu dans les pertes Joule est identique) ;

Dans ce cas ($k_0' = 2 \cdot k_0$ et $k_2' = k_0/2$), le point de rendement maximal η_{\max} est identique mais correspond à une puissance de sortie deux fois plus importante. Aussi apparaît-il que la courbe de rendement peut être aplatie si l'on adapte le nombre de convertisseurs utilisés à la puissance demandée. En effet, pour les faibles charges, les pertes quadratiques n'étant pas élevées, il est important de réduire le terme constant en diminuant le nombre de cartes de commande sollicitées. En revanche, pour les fortes charges, il est intéressant de mettre en service toutes les cartes d'interface (drivers d'IGBT) afin de réduire les pertes quadratiques qui ont alors un impact important. La figure (Fig 2.1.2 15) illustre ce principe en reprenant un élément de la documentation technique du composant FN7909.2 de la société Intersil qui permet le pilotage optimal d'un convertisseur DC-DC constitué de 4 cellules en parallèle [ref2.1.2 75].

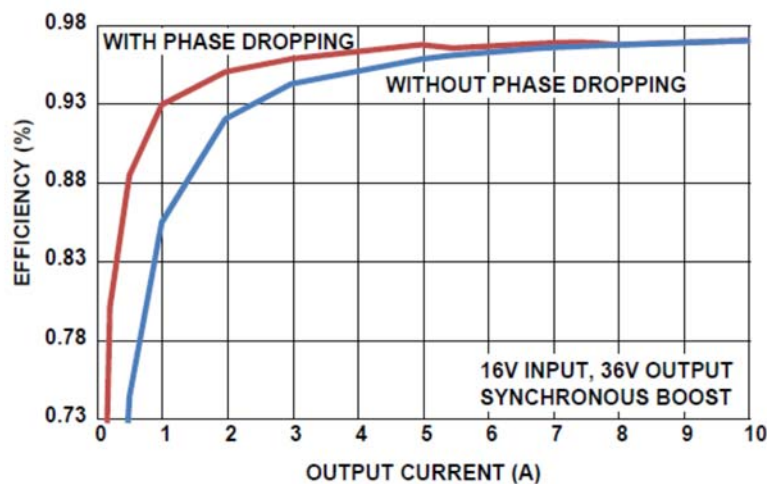


Fig 2.1.2 15 : rendement d'un boost à 4 cellules entrelacées piloté par le « ISL78225 » (extrait de la documentation FN7909.2 d'Intersil [ref2.1.2 75ref2.1.2 71]).

Cette revue des causes principales des pertes nous amène donc naturellement à chercher à mettre à profit le degré de liberté offert par l'architecture de puissance SOFRACI en mode traction. Il devient donc alors intéressant de chercher à effectuer de la fragmentation instantanée de la puissance sur une, deux ou trois phases. La ou les phases éteintes alterneront au cours de la rotation du rotor afin de permettre l'alimentation la plus efficace du stator. Nous allons donc (1) optimiser la consigne d'autopilotage des courants (i_{abc}) dans ces trois cas et (2) chercher à délimiter leur meilleure zone de fonctionnement afin de mettre en place une stratégie automatique.

L'objectif est de façonner l'allure des trois courants de la machine afin, qu'en régime permanent, la machine ne produise pas d'ondulation de couple et que les pertes de l'ensemble onduleur-machine soient le plus faible possible. Ce double objectif peut être traduit par la recherche d'une puissance électromagnétique constante à tout instant (Eq 2.1.2 21) et d'une minimisation de la somme des trois courants efficaces délivrés au moteur (Eq 2.1.2 22).

$$P_{em} = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \quad \text{Eq 2.1.2 21}$$

$$\min(i_{a,eff} + i_{b,eff} + i_{c,eff}) \quad \text{Eq 2.1.2 22}$$

D'un point de vue formel, les 3 courbes définissant les 3 courants $i_k(\theta_e)$ (avec $k = 'a'$ à $'c'$) sur un tour électrique ($0 \leq \theta_e \leq 2\pi$) peuvent être vues comme trois fonctions de l'ensemble de définition $[0 ; 2\pi]$ vers l'ensemble des réels \mathfrak{R} .

$$i_k: \begin{cases} [0; 2\pi] & \rightarrow \mathfrak{R} \\ \theta_e & \mapsto i_k(\theta_e) \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 23}$$

Le critère à minimiser (Eq 2.1.2 22) fait donc apparaître une fonctionnelle J définie par :

$$J: \begin{cases} \Omega & \rightarrow \mathfrak{R} \\ g & \mapsto \int_{\theta_i=0}^{\theta_f=2\pi} g(i_a(\theta_e), i_b(\theta_e), i_c(\theta_e)) \cdot d\theta_e \end{cases} \quad \text{Eq 2.1.2 24}$$

Où g est la fonction dépendant ici implicitement de θ_e , définie par :

$$g(i_a(\theta), i_b(\theta), i_c(\theta)) = (i_a)^2 + (i_b)^2 + (i_c)^2 \quad \text{Eq 2.1.2 25}$$

Il s'agit donc d'un problème de minimisation (Eq 2.1.2 24) sous une unique contrainte égalité (Eq 2.1.2 21) qui peut donc être abordé grâce à l'adoption d'un seul multiplicateur de Lagrange λ . Pour pouvoir appliquer le théorème fondamental du calcul des variations au problème complet, il faut donc introduire une fonction de Lagrange $\lambda(\theta_e)$ et définir la fonctionnelle étendue J_a [ref2.1.2 76 - ref2.1.2 79] :

$$\begin{aligned} J_a(i_a(\theta_e), i_b(\theta_e), i_c(\theta_e), \lambda(\theta_e)) & \quad \text{Eq 2.1.2 26} \\ & = \int_{\theta_i=0}^{\theta_f=2\pi} \{g(i_a(\theta_e), i_b(\theta_e), i_c(\theta_e)) + \lambda(\theta_e) \cdot f(i_a(\theta_e), i_b(\theta_e), i_c(\theta_e))\} \cdot d\theta \end{aligned}$$

Une condition nécessaire pour trouver des 4 courbes $i_a(\theta_e)$, $i_b(\theta_e)$, $i_c(\theta_e)$, $\lambda(\theta_e)$ optimales est d'annuler la variation de la fonctionnelle augmentée. Cela revient à satisfaire simultanément l'ensemble de 4 équations suivant, appelé équation d'Euler-Lagrange :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial g_a}{\partial i_a} = 2 \cdot i_a + \lambda \cdot e_a = 0 \\ \frac{\partial g_a}{\partial i_b} = 2 \cdot i_b + \lambda \cdot e_b = 0 \\ \frac{\partial g_a}{\partial i_c} = 2 \cdot i_c + \lambda \cdot e_c = 0 \\ f = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c - P_{em} = 0 \end{array} \right. \quad \text{Eq 2.1.2 27}$$

La résolution de cette expression va permettre d'obtenir la forme des 3 courants (ainsi que la fonction de Lagrange associée, dont la connaissance est inutile du point de vue de la réponse à la question initiale d'optimisation sous contrainte). Le paragraphe suivant va donner cette résolution dans les trois cas évoqués précédemment en le comparant avec le fonctionnement sinusoïdal classique.

1. Mode sinusoïdal de référence

Avec des courants sinusoïdaux, la puissance électromagnétique P_{em} n'est portée que par le fondamental de ces tensions. La valeur efficace d'un tel courant produisant le couple électromagnétique nominal est :

$$i_{sinus,k}(\theta_e) = (T_{em} \Omega_0 / (3E(\Omega_0))) \cdot \sin\left(\theta_e - k \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{Eq 2.1.2 28}$$

L'amplitude $\sqrt{2} \cdot I_{\text{sinus}} = T_{em} \Omega_0 / (3E(\Omega_0))$ servira de référence pour normaliser les courbes (cf Fig 2.1.2 16).

2. Mode 3 : Fonctionnement optimisé des trois phases en conduction simultanée

La résolution de Eq 2.1.2 27 donne :

$$i_{\text{mode3},k}(\theta) = \frac{T_{em} \cdot \Omega \cdot e_k(\theta)}{(e_a(\theta))^2 + (e_b(\theta))^2 + (e_c(\theta))^2} \quad \text{Eq 2.1.2 29}$$

La Fig 2.1.2 16-a présente l'allure du courant i_a , sur un tour électrique et sous sa forme relative ($i_a(\theta) / (\sqrt{2} \cdot I_{\text{sinus}})$). Avec la machine testée (faible contenu harmonique des f.c.é.m.), la forme d'onde $i_{\text{mode3},k}(\theta)$ est très proche de la solution classique purement sinusoïdale $i_{\text{sinus},k}(\theta_e)$.

3. Mode 2 : Fonctionnement optimisé de deux phases en conduction simultanée

Dans ce mode particulier, une phase est éteinte à tout instant. Pour maximiser le rendement, on choisit d'annuler le courant dans la phase qui possède la f.c.é.m. la plus faible en valeur absolue. La puissance se reporte sur les deux autres phases qui ont, pour cette position spécifique, le plus grand potentiel de conversion électromécanique. Cela revient donc à segmenter une période électrique en 6 secteurs régulièrement espacés : la phase arrêtée est, par secteur croissant de 1 à 6, 'c', puis 'b', puis 'a', et à nouveau 'c', 'b' et 'a'. En adoptant de façon arbitraire le premier secteur, c-à-d pour $\theta_e \in [\pi/2 - \pi/3 ; \pi/2]$, le problème d'optimisation (sous contrainte) conduit à :

$$i_{\text{mode2},k}(\theta) = \frac{T_{em} \cdot \Omega \cdot e_k(\theta)}{(e_a(\theta))^2 + (e_b(\theta))^2} \quad \text{Eq 2.1.2 30}$$

Pour les deux courants non nuls (i_a et i_b dans le secteur '1').

La Fig 2.1.2 16-b présente l'allure du courant i_a , sur un tour électrique et sous sa forme relative ($i_a(\theta) / (\sqrt{2} \cdot I_{\text{sinus}})$).

4. Mode 1 :

Dans ce dernier mode, et pour une position θ_e donnée, une seule phase transfère la puissance instantanée. Il s'agit de la phase qui possède la f.c.é.m. la plus élevée en valeur absolue. Cela revient donc à segmenter une période électrique en 6 secteurs régulièrement espacés : la phase conductrice est, par secteur croissant de 1 à 6, 'a', puis 'c', puis 'b', et à nouveau 'a', 'c' et 'b'. La forme optimale du courant peut donc être calculée sur un secteur, puis reportée par permutation sur les cinq autres secteurs. En revanche, il est évident que la solution (fournir une puissance constante déterminée) est unique et s'écrit :

$$i_{\text{mode1},k}(\theta) = \frac{T_{em} \cdot \Omega}{e_k(\theta)} \quad \text{Eq 2.1.2 31}$$

Pour le seul courant non nul (i_a dans le secteur '1').

La Fig 2.1.2 16-c présente l'allure du courant i_a , sur un tour électrique et sous sa forme relative ($i_a(\theta) / (\sqrt{2} \cdot I_{\text{sinus}})$).

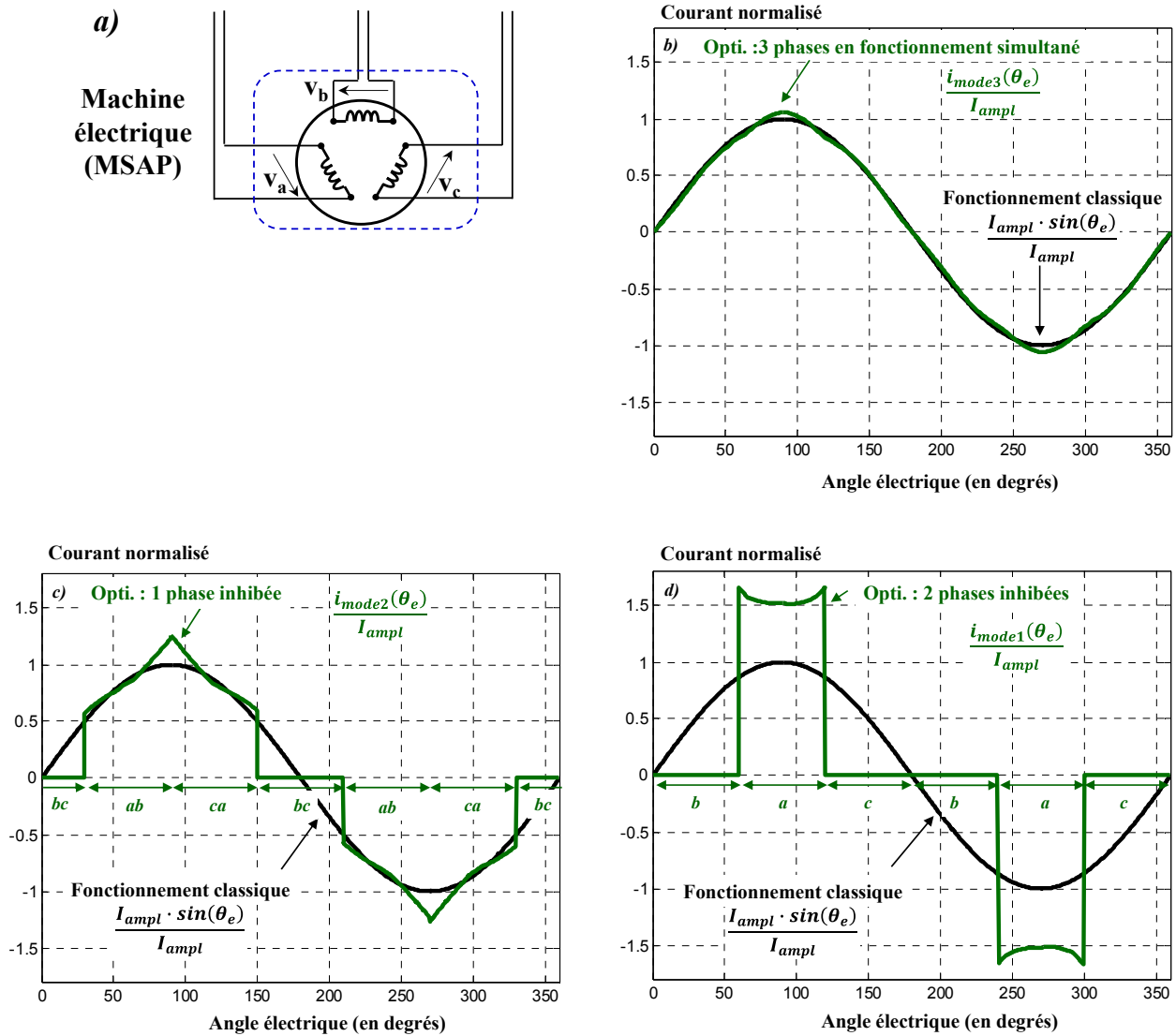


Fig 2.1.2 16 : forme d'onde d'un des 3 courants autopilotés comparée au mode classique

- a) Mode 3 : 3 phases simultanées
- b) Mode 2 : une phase inhibée à tout instant
- c) Mode 1 : deux phases inhibées à tout instant

On voit donc que le variateur de vitesse fondé sur une architecture à phases électriquement isolées autorise le pilotage indépendant des phases et par là-même offre, outre la possibilité de fonctionnement en mode dégradé, la latitude d'optimiser la forme des courants vis-à-vis d'un critère. Dans la présente étude, nous avons adopté la minimisation des pertes quadratiques en courant. Cette stratégie a conduit à discriminer entre 3 modes de fonctionnement ; le tableau Tab 2. 1 en rappelle les caractéristiques principales.

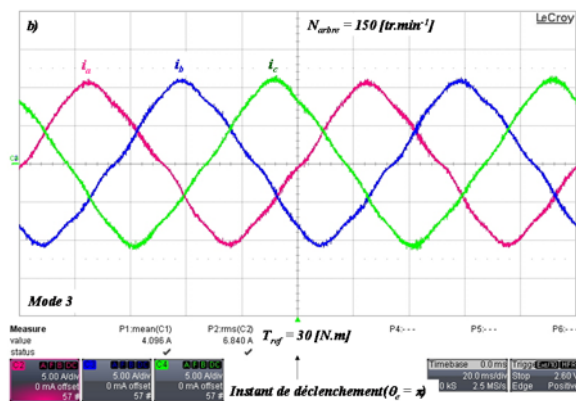
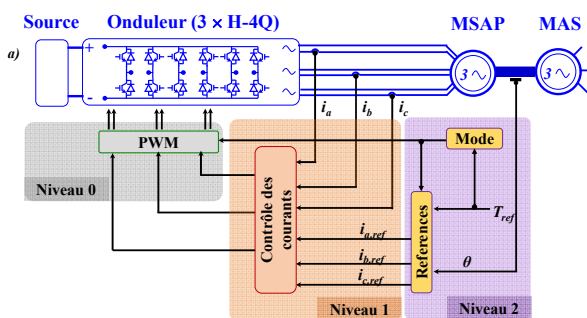
1. Le mode 1 est clairement indiqué pour le fonctionnement à faible charge. Dans ce mode, les pertes fatales sont 3 fois inférieures à celles du fonctionnement classique. Cependant, il est pénalisé par des valeurs efficace et crête élevées, ce qui limite sa plage d'utilisation et augmente ses pertes dès que la charge devient significative.
2. Le mode 2 est particulièrement intéressant car sa valeur efficace est très proche de celle du fonctionnement sinusoïdal classique tout en profitant de pertes fatales significativement plus faibles. Par ailleurs, comme nous l'avons vu pour le fonctionnement en mode dégradé, les modes propres de la machine ont des valeurs propres similaires et surtout conduisent à de faibles oscillations de courant ainsi qu'à des dynamiques faciles à contrôler avec des périodes d'échantillonnage élevées. Cela signifie que ce mode est à privilégier pour une large plage de fonctionnement. Néanmoins, il n'est plus approprié pour les charges élevées.

3. Le mode 3 quant à lui est très proche du mode classique (dans le cas d'un faible contenu harmonique des fcém). Il permet de satisfaire les demandes de couple les plus importantes.

Tab 2. 2 : Caractéristiques principales des 3 modes à couple T_{em} donné

Indicateur	Mode 1	Mode 2	Mode 3
$\frac{I_{mode,ampl}}{I_{sinus,ampl}}$	1,66	1,26	1,06
$\frac{I_{mode,eff}}{I_{sinus,eff}}$	1,27	1,03	1,00
$\frac{pertes\ fatales}{k_0}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	1

Comme précédemment, nous avons mis en œuvre cette stratégie de contrôle sur le banc afin de fournir une preuve de concept. La figure Fig 2.1.2 17 présente le relevé des trois courants de phase i_{abc} selon le mode de fonctionnement choisi. L'oscilloscope est dans chaque cas déclenché (milieu de l'écran) pour un angle électrique θ_e de π (passage par 0 et en montant de la f.c.é.m. e_a). On peut constater que la mise en œuvre temps réel parvient bien à respecter les consignes. On retrouve bien le fait que pour produire le même couple, valeurs crête et efficace sont décroissantes du mode 1 au mode 3. Néanmoins force est de constater que, dans les modes 1 et 2, la transition d'un secteur à l'autre nécessite des fronts raides qui ne peuvent pas être suivis instantanément. Par ailleurs, on peut constater pendant un bref instant une légère perte de contrôle du courant dans une phase. Pour le cas du mode 1, il s'agit d'une brève mise en conduction de la phase qui est censée être au repos. Pour le mode 2, il s'agit d'un pic de courant dans la phase qui doit continuer à écouler le courant. Ce phénomène trouve son explication dans le couplage réalisé par la machine associé à la rapide variation de courant lors du changement de secteur et à la présence des diodes en antiparallèle des transistors IGBT.



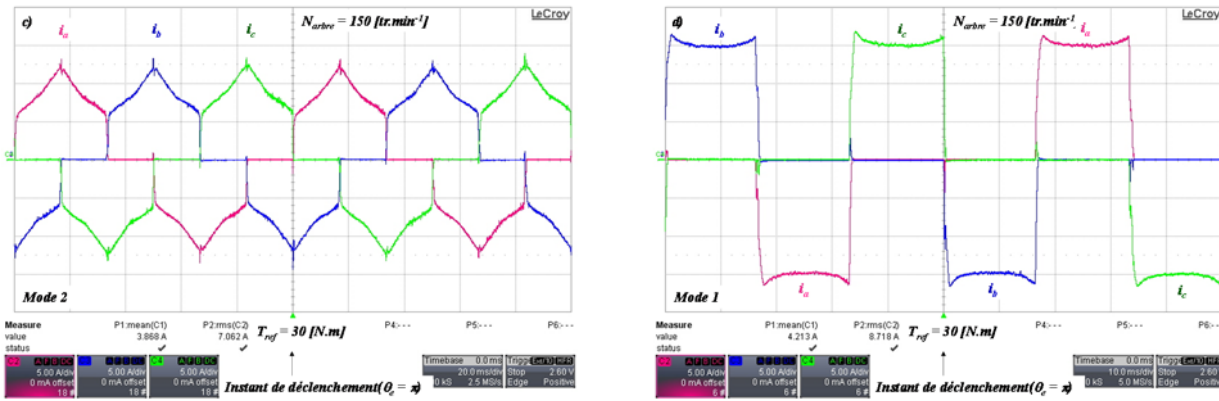


Fig 2.1.2 17 : courants i_{abc} dans les trois phases de la MSAP selon le mode d'autopilottage.

- a) Schéma synoptique
- b) Mode 1 : les trois phases conduisent alternativement
- c) Mode 2 : deux phases sur trois conduisent alternativement
- d) Mode 3 : les trois phases conduisent simultanément

Nous venons de voir que le comportement général désiré est atteint mais est, par essence (commutation de phase en conduction), entaché d'imperfections dans les modes 1 et 2. La question qui se pose est de savoir si ces imperfections nuisent au rendement global du système. C'est la raison pour laquelle, toutes choses étant égales par ailleurs, nous avons mesuré les pertes globales de l'ensemble convertisseur-machine en régime permanent (couple et vitesse fixés). Les résultats de ces essais sont illustrés à la figure Fig 2.1.2 18. Les trois lignes en trait continu représentent les pertes dans chaque mode tant que la valeur efficace du courant par phase est en deçà de sa valeur nominale ($i_{RMS} < 10$ [A]). Les mesures au-delà de la valeur nominale du courant sont reportées par des cercles pour le mode 1 (violet), des croix pour le mode 2 (bleu) et des triangles pour le mode 3 (rouge). Le mode sinusoïdal classique a été également expérimenté mais les mesures étant très similaires à celle du mode 3, ne sont pas présentées. On peut remarquer, qu'aux très faibles couples, les pertes sont bien d'autant plus importantes qu'il y a de phases simultanément en fonctionnement. On a donc intérêt à utiliser le mode 1 dans ces conditions. Néanmoins, la partie quadratique des pertes est clairement renforcée dans ce mode ce qui amène à privilégier le mode 2 dès les couples moyens ($T_{em} > 27,5$ [N.m]). Les pertes dans le mode 3 dépendent quasi linéairement du couple électromagnétique produit. En revanche, il faut dépasser la valeur nominale du courant pour percevoir le croisement des courbes représentant les pertes en mode 2 et en mode 3. Il est permis de penser que le niveau élevé des pertes en mode 3 tient au fonctionnement continu sur trois phases qui sollicite non seulement la machine principale mais aussi la machine homopolaire (ce qui n'advient pas dans le cas classique d'une machine couplée en étoile et à neutre non distribué). Or, l'inductance homopolaire étant faible (environ 1/10ème de l'inductance de la machine principale), la machine subit un niveau élevé de courants harmoniques homopolaires, ce qui engendre des pertes magnétiques. Il faut noter que tel n'est pas le cas dans les modes 1 et 2, car à chaque instant une seule ou deux phases sont sollicitées. Le comportement de la machine est donc différent avec, dans le mode 1 la sollicitation de l'inductance propre de la phase et dans le mode 2, la sollicitation des inductances ($L + M$) et ($L - M$), dont la valeur est élevée.

Cette étude a donc permis d'aller jusqu'à la preuve de concept en montrant que l'architecture étudiée présente un potentiel d'optimisation important en fonctionnement sain. Dans un avenir proche, il sera intéressant d'approfondir l'importance du choix de la PWM afin de cerner son impact sur les pertes dans le mode 3. Outre cette perspective, il peut être intéressant d'affiner l'optimisation en prenant en compte des limitations de pente de courant dans la définition des trajectoires de courant afin d'intégrer les contraintes liées à un fonctionnement à vitesse élevée.

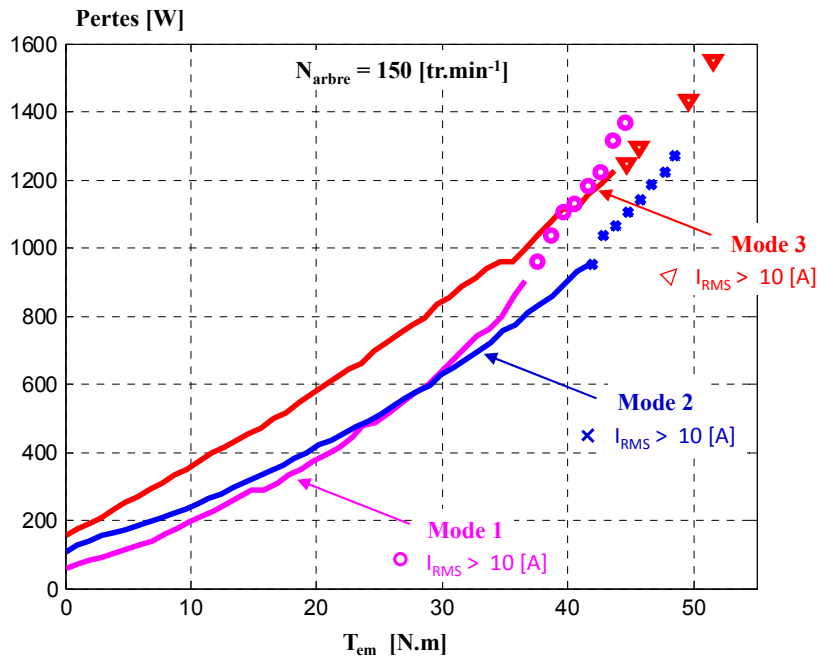


Fig 2.1.2 18 : Mesure des pertes globales en fonction du couple électromagnétique T_{em} produit.
Mode 1 (violet), Mode 2 (bleu), Mode 3 (rouge)

I.2.3 Perspectives :

Cette contribution s'est focalisée sur l'étude systémique d'une architecture de puissance pour variateur de vitesse dont la caractéristique principale est la tolérance aux défaillances. Le marché visé est la voiture électrique ce qui recouvre un domaine d'application centré sur les préoccupations (1) de coût (2) d'encombrement et de poids (3) de continuité de service (particulièrement en mode traction). Notre travail s'est appuyé sur des développements théoriques, des simulations structurées des comportements modélisés, des validations expérimentales des différents concepts mis à jour sur un banc d'essai développé au laboratoire. L'originalité de la démarche proposée consiste en :

1. La structuration du modèle de commande pour faire apparaître les modes de la machine en fonctionnement dégradé ;
2. La déduction d'une structure de commande appropriée pour le fonctionnement sur deux phases, la troisième étant définitivement isolée par un moyen matériel comme un fusible commandé ;
3. La définition des profils optimaux des 2 courants autopilotés restants en mode dégradé avec une expression analytique permettant des études de sensibilité aisées ;
4. La proposition d'une commande originale en mode normal dans le but d'améliorer le rendement énergétique global de conversion avec la définition des profils optimaux des 3 courants autopilotés en utilisant le même formalisme (Euler-Lagrange) que précédemment.

Cette contribution a étudié un système redondant et essayé d'en tirer le meilleur parti en modes normal et défaillant malgré les couplages induits par la partie matérielle : couplage magnétique par la machine et couplage électrique par le convertisseur de puissance. Or, nous avons vu lors de l'étude de la PàC en tant qu'électro-générateur que les convertisseurs multicellulaires constituent une interface de puissance avec la charge de premier intérêt [ref1. 5]. Et, plus précisément, l'utilisation de coupleurs magnétiques améliore encore le fonctionnement en mode normal en diminuant drastiquement les ondulations de courant nuisibles à la PàC tout en autorisant pour le dispositif auxiliaire de filtrage (SC et/ou batterie) des dynamiques importantes. Les questions scientifiques qui se posent sont alors :

1. La recherche d'une commande rapprochée la plus idoine soit sous forme de MLI vectorielle, soit sous forme de commande directe de courant. Les contraintes sont (1) la minimisation des

ondulations de courants internes au coupleur mais aussi globales (2) la minimisation des pertes (3) la réalisation en temps réel.

2. La recherche d'une structure de commande robuste aux incertitudes paramétriques, permettant ainsi d'intégrer les phénomènes de saturation par exemple.
3. La recherche d'une commande adaptée à la perte d'une ou plusieurs phases avec étude de la nécessité d'opérer une reconfiguration matérielle.
4. La recherche des degrés de liberté et si tel est le cas la définition de critères supplémentaires pertinents et l'exploration de stratégies associées.

Il s'agit là d'un champ à la fois riche en questions encore ouvertes et également prometteur du point de vue applicatif. Il couvre un domaine dans lequel notre laboratoire à toute sa pertinence : électronique de puissance, réseau, mise en œuvre de contrôle en temps réel et savoir-faire et plateformes expérimentales associées.

II Suivi de l'état interne du cœur d'une pile à combustible

II.1 Contexte :

L'utilisation du dihydrogène associé aux énergies renouvelables est une des solutions à mettre en œuvre pour parvenir à une meilleure gestion de l'énergie [ref 2.2 48]. Parmi les technologies de PàC, la technologie à membrane échangeuse de protons est intéressante car permettant de réaliser un convertisseur électrochimique présentant une forte densité de puissance, des possibilités de supporter des charges à fortes dynamiques et de démarrer rapidement [ref 2.2 49 , ref 2.2 50]. Par voie de conséquence, cette technologie (dite PEM) est particulièrement étudiée pour des applications comme le transport (terrestre et aérien) [ref 2.2 51 - ref 2.2 53] et la micro génération et/ou les générateurs portatifs [ref 2.2 54 , ref 2.2 55]. A titre illustratif, avec un véhicule léger (Peugeot 307CC), PSA a montré un rendement global sur le cycle européen d'homologation NEDC de 45% , soit une consommation de moins d'un kg de dihydrogène pour 100 km [ref 2.2 56 , ref 2.1.1 103]. Malgré son fort potentiel applicatif, la technologie PEM souffre encore de faiblesses au rang desquelles on peut citer le coût encore élevé et la durabilité. Les voies de progrès qui sont explorées à l'heure actuelle sont :

1. L'amélioration des caractéristiques des matériaux constituant l'association membrane électrode ainsi que la recherche de catalyseurs de synthèse et/ou la réduction de la charge en platine [ref 2.2 54 , ref 2.2 57] ;
2. L'amélioration de la conception des plaques bipolaires et l'optimisation des parcours des fluides (réactifs, produits, mais aussi fluide caloporteur) afin d'homogénéiser la densité de courant sur l'ensemble de la surface active [ref 2.2 58].
3. L'amélioration des conditions opératoires du cœur de pile qui passe donc par la constitution en temps réel de la meilleure cartographie de la pile et en particulier du réacteur électrochimique. En effet, de nombreuses études ont montré que la durée de vie réelle des piles à combustible est liée à de nombreux facteurs dont les conditions d'utilisation [ref 2.2 59] et la gestion de l'eau interne (vapeur et liquide) associée aux gestions de température et de stœchiométrie [ref 2.2 60].

Parmi celles-ci, nous avons essayé de faire des avancées dans la voie du suivi en temps réel des conditions opératoires du cœur de pile, en particulier sans ajouter de capteurs supplémentaires. En effet, sous la contrainte des coûts il est important de pouvoir minimiser le nombre de capteurs embarqués, le prix de l'instrumentation et la complexité des algorithmes associés. Toutefois, pour des visées d'apprentissage, voire même de maintenance, des capteurs additionnels et des techniques plus sophistiquées restent attrayantes si elles apportent une finesse supplémentaire.

Plusieurs pistes de recherche ont été explorées pour réaliser la surveillance en temps réel des piles PEM. Parmi celles-ci, on peut distinguer :

1. L'introduction de capteurs supplémentaires. Plusieurs effets induits peuvent être recherchés donnant lieu à des problèmes inverses souvent délicats et nécessitant une instrumentation minutieuse afin de minimiser les effets parasites produits par d'autres sources proches (auxiliaires entre autres). Parmi ceux-ci des pistes prometteuses sont celles exploitant la signature électromagnétique de la pile en champ proche [ref 2.2 61], ou la signature sonore et ultrasonore de la pile (en particulier due à l'eau dans son AME) [ref 2.2 62], les informations issues des tensions locales mesurées par de micro

- capteurs disséminés dans la cellule [ref 2.2 63] créant donc une mesure invasive plutôt dédiée à l'investigation qu'à la mise en œuvre dans des produits.
2. Des approches de traitement de signal qui nécessitent une base d'apprentissage importante et donnent des résultats intimement liés à la conception de pile étudiée et à la plage de conditions opératoires expérimentées. On trouve parmi celles-ci l'utilisation de réseaux neuronaux [ref 2.2 64], et de méthodes statistiques [ref 2.2 65 , ref 2.2 66].
 3. Des techniques fondées sur des modèles de connaissance. Parmi ce troisième type d'approche, on peut souligner la catégorie fondée sur la méthode de « perturbation et d'observation » qui permet d'estimer les paramètres macroscopiques des modèles de cellules PEM. Une des méthodes les plus utilisées est la spectroscopie électrochimique d'impédance (EIS en anglais) qui consiste à superposer un courant de fréquence déterminée et de calculer l'impédance correspondante sur une large bande de fréquences [ref 2.1.1 92]. En utilisant l'interface de puissance appropriée, et en adaptant sa structure de contrôle, on peut réaliser une telle mesure en temps réel pratiquement sans coût additionnel [ref 2.2 67 , ref 2.1 61]. De plus sans aucun changement, l'ondulation de courant due aux harmoniques de découpage de l'électronique de puissance peut fournir l'information précieuse sur la résistance de membrane, permettant ainsi d'en prédire l'assèchement [ref 2.2 68]. En outre, toujours pour l'identification des paramètres électrochimiques macroscopiques, Rubio et al. ont aussi proposé d'appliquer des interruptions de courant périodiques [ref 2.2 69] ou bien de superposer un courant suivant une séquence pseudo-aléatoire de faible amplitude [ref 2.2 70].

Le cadre choisi qui a été choisi est l'exploitation d'un modèle de connaissances et l'utilisation des capteurs présents pour la conduite du procédé.

II.2 Contributions :

Le cadre que nous avons choisi relève de la dernière approche qui nous paraît intéressante car plus générique mais demeure néanmoins délicate car reposant sur des modèles fortement couplés, non linéaires et incertains ce qui peut amener l'algorithme de suivi à remonter à une mauvaise information primaire (plusieurs minimaux locaux). Ce risque doit être minimisé par des hypothèses solides et des méthodes appropriées.

Ces contributions couvrent deux volets.

1. Le premier volet est fortement lié à une collaboration déjà évoquée avec l'IFSTTAR. Il s'agissait de développer des outils simples et performants pour surveiller et agir sur des stacks dédiés au transport. Ceux-ci sont donc de puissances significatives, de l'ordre de la centaine de kW, et mettent par conséquent en jeu des empilements PEM comprenant un nombre important de cellules. Ils sont donc particulièrement difficiles à alimenter et refroidir de façon homogène, ce qui induit un comportement par groupements de cellules que nous avons essayé d'exploiter pour les actions de suivi et de remédiation. Le thésard qui a été au cœur de ce travail est Emmanuel Frappé. Il s'agit d'un contrat doctoral financé en interne par l'IFSTTAR et qui a été codirigé et co-encadré par nos deux établissements (IFSTTAR et LGEP (GeePs)). Les articles couvrant ce volet des contributions sont l'article de revue ref 1. 17.
2. Le second volet a quant à lui été initié par un contrat de recherche entre le LGEP (GeePs Centralesupelec), le département automatique (L2S Centralesupelec) et la société PSA. Il s'agissait de reconstruire le maximum d'informations sur l'état interne de la pile au travers de l'utilisation des variables mesurées pour effectuer le contrôle-commande et en particulier être pertinent sur la phase transitoire de démarrage de la pile (les trente premières minutes), phase pendant laquelle la conception du système pile réalisée pour le régime permanent ne permet pas de garantir un fonctionnement optimal en temps réel. Ce travail a permis d'initier une nouvelle collaboration sur ce thème et a été porté par deux thésards successifs. Le premier, monsieur Younane Nassif a été rétribué sur le contrat de recherche PSA et a eu des difficultés à appréhender la complexité de ce sujet, ce qui l'a amené à partir dans l'industrie (VALEO) sans avoir soutenu son travail de thèse. Le

second thésard est madame Miassa Taleb qui était quant à elle sur un contrat doctoral ministériel. Les deux thésards ont été dirigés par nos deux laboratoires en la personne d'Emmanuel Godoy et moi-même. Les articles couvrant ce volet des contributions sont l'article de revue ref1. 9 et les articles de conférences [ref1. 26 , ref1. 28].

II.3 Suivi d'un grand empilement segmenté :

Plusieurs auteurs ont mis en évidence des disparités entre cellules le long de l'empilement dépendant des conditions opératoires [ref 2.2 71]. Certains d'entre eux ont montré que la tension de cellule est plus faible pour les cellules éloignées de l'alimentation en dihydrogène à cause d'une distribution déséquilibrée des gaz ou un phénomène d'engorgement en eau [ref 2.2 72]. Différentes expérimentations ont aussi révélé que les cellules centrales ont une température un peu supérieure aux cellules proches des amenées de courant, ce qui y amenait plus facilement le phénomène d'assèchement [ref 2.2 73 , ref 2.2 74]. Ramousse et al. [ref 2.2 75] ont ainsi montré que l'eau liquide est très sensible à la température et que le phénomène d'engorgement affecte les cellules ayant la température la plus basse, alors que l'assèchement se met en place dans les cellules à la température la plus élevée. De la même manière la pression locale de serrage sur chaque cellule est obtenue par un serrage aux extrémités. Cette disparité de pression de serrage survient plus facilement dans de longs empilements et induit des flux de réactifs hétérogènes d'un groupe de cellules à l'autre, qui, de ce fait, n'ont pas les mêmes propensions à l'engorgement et à l'assèchement [ref 2.2 76 - ref 2.2 78]. En se fondant sur ces observations antérieures, nous proposons donc de surveiller l'empilement par groupements de cellules localisées en son cœur et sur ses bords. La surveillance se fonde, comme la spectroscopie d'impédance ou l'interruption de courant, sur la mesure en tension. En revanche, elle ne cherche pas à mesurer la réaction à une perturbation contrairement à la spectroscopie d'impédance qui scrute la signature fréquentielle ou l'interruption de courant qui analyse la réponse indicielle. Comme nous allons le voir sur les essais d'engorgement en eau, le phénomène est lent ce qui nécessite pour les techniques « perturbation – observation » un temps important pour accéder à la partie basses fréquences et rend leur mise en œuvre délicate car le régime quasi-statique de la charge est alors difficile à garantir. La technique proposée utilise la petite disparité en température le long de l'empilement. De fait, nous mesurons en permanence la tension aux bornes des trois zones et utilisons la détection différentielle ce qui nous permet de nous affranchir des autres phénomènes (courant de charge par exemple) qui sont communs à l'ensemble du stack. Dès lors la technique proposée devient potentiellement intéressante pour détecter des phénomènes lents sans modifier le profil de puissance appelée. C'est la raison pour laquelle, nous allons la mettre en place sur un stack sur lequel nous rechercherons l'engorgement en eau. Par ailleurs, il est important de la rendre robuste aux autres phénomènes comme les disparités de vieillissement. Ceux-ci ayant lieu sur des temps très longs comparés aux phénomènes réversibles que l'on souhaite mettre en évidence, il paraît raisonnable d'ajouter un filtre passe-haut afin de s'affranchir de cette dérive lente qui peut entraîner de fausses alertes et/ou empêcher la bonne détection.

Les expérimentations ont été conduites sur un empilement PEM de 500 W comprenant 20 cellules de 100 cm² et conçu et fabriqué par la société allemande ZSW – UBZM. La Fig 2.2 1 la montre sur son banc de conditionnement et mesure et présente la technique suggérée. Plusieurs essais ont été menés à différents courants et taux d'humidité dans l'amenée d'air. Cela a permis de valider que les cellules extrémales sont toujours plus affectées par le noyage que les cellules centrales. A titre d'exemple, la Fig 2.2 2 -a- montre la disparité des tensions de cellule individuelle lors d'un engorgement ($T_{pile} = 40^{\circ}C$, $I_{pile} = 40A$, hygrométrie de l'air à 45%). On y relève en particulier que les cellules 4, 5 et 6 ainsi que 18 et 20 sont influencées par le noyage contrairement aux cellules centrales, ce qui est conforme à la littérature et au modèle électrothermique que nous avons mis en place. Comme expliqué précédemment, nous surveillons 3 groupements de cellules judicieusement choisis (Fig 2.2 1). En l'occurrence, il s'agit de :

$$v_{entrée} = v_4 + v_5 + v_6$$

$$v_{centre} = v_{11} + v_{12} + v_{13}$$

Eq 2.2 1

$$v_{sortie} = v_{18} + v_{19} + v_{20}$$

L'évolution temporelle des 20 tensions individuelles est représentée à la Fig 2.2 2 -b-. Il est remarquable de noter que la tension aux bornes d'une cellule qui s'engorge en eau liquide présente une évolution « chaotique » après une première phase de diminution continue. Cette signature temporelle typique s'explique par le fait que la formation progressive de gouttelettes au sein de la couche de diffusion (GDL) bloque l'arrivée d'air contribuant ainsi à l'augmentation locale de la pression dans les canaux de la plaque bipolaire, ce qui évacue brutalement l'eau liquide excédentaire ; le phénomène peut reprendre. La formation de gouttelettes d'eau et son expulsion, associées à des phénomènes d'appauvrissement locaux en gaz sont la cause de ces oscillations de tension [ref 2.1.1 30]. L'essai s'arrête à $t = 0,12$ h, instant pour lequel la tension de la cellule 18 descend en dessous du niveau de sécurité fixé sur ce banc (380 mV) afin d'éviter de dégrader les couches catalytiques [ref 2.1.1 27 , ref 2.1.1 28]. Les deux tensions différentielles obtenues sont relevées Fig 2.2 3. Comme le noyage a lieu aux extrémités, les tensions différentielles diminuent progressivement au fur et à mesure que l'engorgement se met en place : un seuil de $\pm 0,2$ V permet de détecter l'émergence du défaut avant que le critère d'arrêt soit validé. Néanmoins, comme nous l'avons dit, on peut rendre cette décision plus robuste vis-à-vis des nombreux phénomènes de vieillissement qui affectent la technologie PEM, nous avons également analysé le signal issu d'un filtre passe haut de fréquence de coupure 0,8 mHz Permettant d'observer le lent phénomène d'engorgement. Ici, encore un seuil de 40 mV permet d'obtenir une décision pertinente bien avant la mise en sécurité du système pile. On voit donc par-là que cette technique peut apporter une indication rapide et fiable d'un phénomène lent en tirant parti de la bonne sensibilité d'un signal vis-à-vis du phénomène recherché et au contraire sa très faible sensibilité vis-à-vis de phénomènes parasites (courant de charge, vieillissement, ...). De plus, comme il nécessite un nombre de mesures réduit, il est bien adapté à une mise en œuvre en temps réel et complète le dispositif de surveillance et d'action électrique sur une pile segmentée évoqué dans le premier volet de ce chapitre.

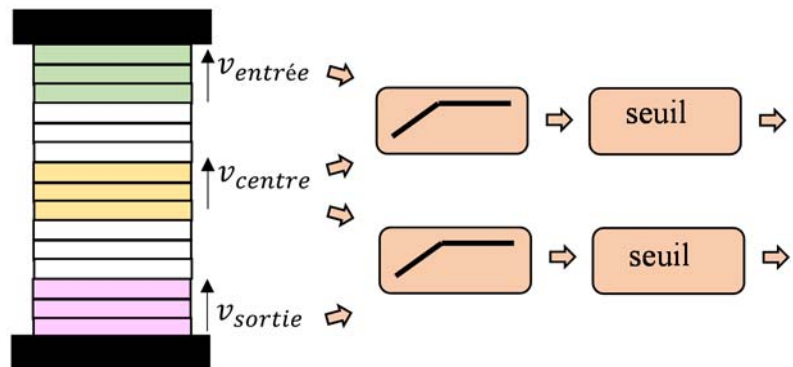
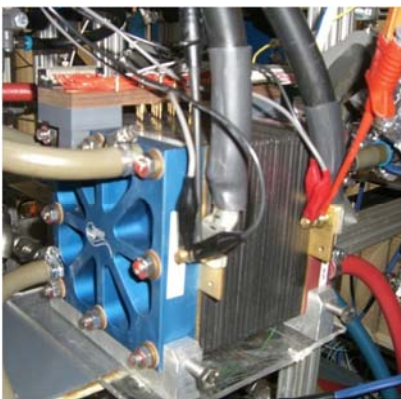


Fig 2.2 1 : Stack expérimenté et principe du dispositif de détection d'engorgement

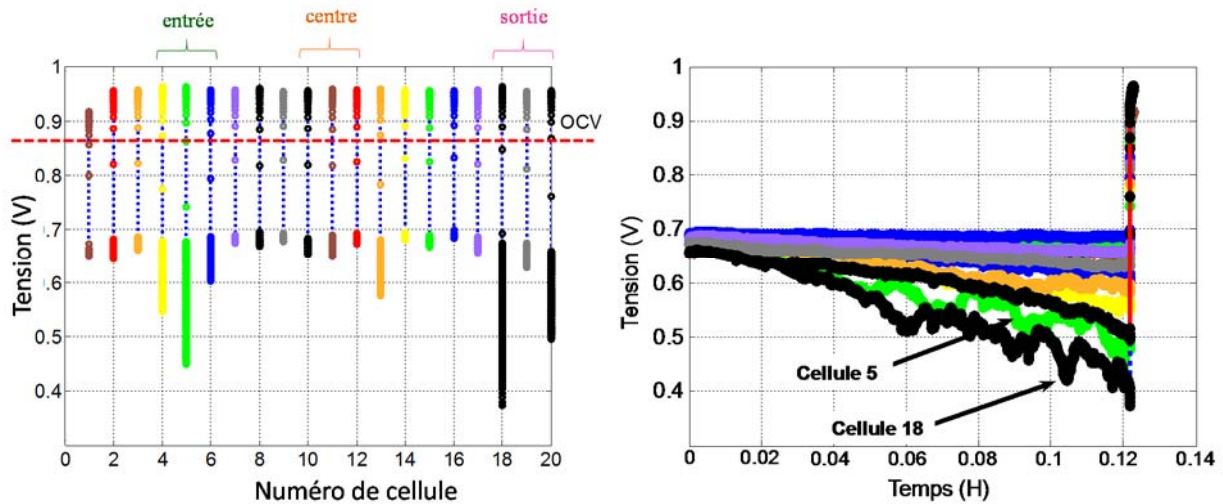


Fig 2.2.2 : Évolution des tensions individuelles de cellule lors d'un engorgement en eau liquide ($T_{pile} = 40^{\circ}C$, $I_{pile} = 40A$, hygrométrie de l'air à 45%)
 -a- évolution temporelle -b- dispersion individuelles

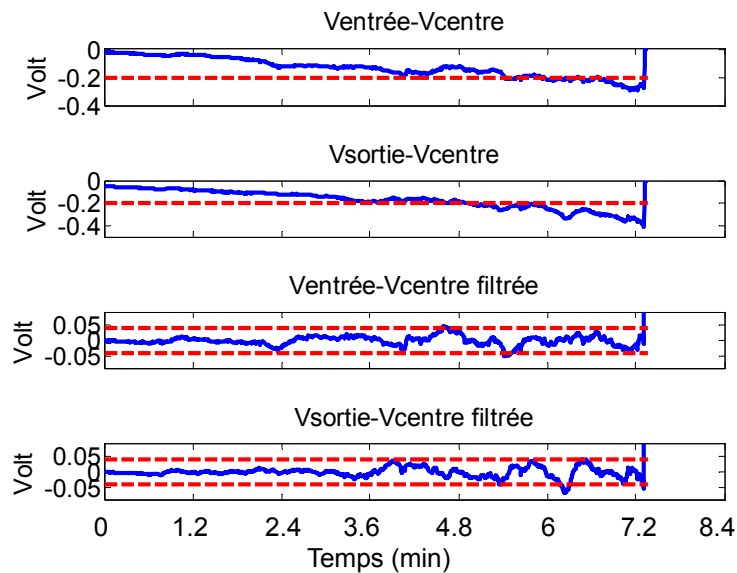


Fig 2.2.3 : Mesures de tension différentielle sans et avec filtre passe-haut et les seuils adoptés

II.4 Suivi d'une cellule ou d'un petit groupe homogène de cellules :

II.4.1 Modélisation en vue de la surveillance :

II.4.1.a Eléments bibliographiques sur la modélisation :

De nombreux modèles ont été développés pour permettre de comprendre et de prévoir les phénomènes au sein d'une pile à combustible. Ceux-ci peuvent être très précis ou bien rechercher à donner un comportement global des phénomènes. En particulier, en France le CEA et l'Institut National Polytechnique de Grenoble ont développé un modèle d'une pile PEMFC en régime permanent associé à un outil de simulation (code APACHE) [ref 2.2 79]. Le modèle du coeur de pile est conçu sur une base monodimensionnelle (modèle 1D) suivant l'axe longitudinal d'une cellule. Il décrit les phénomènes physico-chimiques ayant lieu au coeur d'une

PàC en prenant en compte la réponse électrochimique au sein de la couche active, les phénomènes de transport et de transferts thermique ; il permet ainsi de concevoir des systèmes (dimensionnement des constituants et évolutions en temps réel). Les résultats issus de ce modèle ont été validés expérimentalement et enrichis plus tard (par les mêmes équipes) à la modélisation dynamique des phénomènes hydrauliques, thermiques et électriques [ref 2.2 80]. Avec les mêmes objectifs, le CEA et FEMTO ont repris cette approche pour créer un modèle multi-physiques et multi-échelles 2D, et des extensions vers un modèle 3D, d'un stack dans l'objectif du dimensionnement et de l'optimisation d'un générateur pile à combustible [ref 2.2 81, ref 2.1.1 30]. Ce modèle prend en compte le coeur de pile, les plaques bipolaires, les plaques collectrices, les plaques terminales et les canaux distributeurs de gaz. La démarche conduisant au modèle proposé est inspiré par une méthode inspirée par l'approche des pseudo Bonds Graphs.

Cette approche de modélisation est intéressante et peut convenir à la définition de modèles pour l'observation relativement précis. Il est clair cependant que le nombre de mailles doit être limité en vue d'éviter une explosion du nombre de variables d'état conduisant potentiellement, de plus, à des modèles numériquement mal conditionnés en raison des écarts des échelles de temps entre les différents éléments fonctionnels. Dans le but de maintenir une certaine précision tout en diminuant le coût de calcul, le GREEN a développé un modèle à une seule dimension prenant en compte les phénomènes électriques et de mécanique des fluides mais pas ceux liés à la thermique [ref 2.2 82]. Dans le but de faciliter son utilisation par des utilisateurs du génie électrique, les phénomènes du coeur de pile à combustible ont été traduits en schémas électriques équivalents. Ce modèle est particulièrement approprié pour la conception des interfaces d'électronique de puissance.

A l'opposé, l'Université du Michigan a développé un modèle orienté commande (du compresseur d'air) [ref 2.2 83 , ref 2.2 84]. Dans cet objectif un modèle dynamique non linéaire (à constantes localisées) de l'ensemble du système a été établi : coeur de pile, conduites et compresseur. La mise en équation est essentiellement fondée sur des modèles fluidiques : compresseur cartographié, volumes d'amenés, humidificateur, ... sans inclure les phénomènes de diffusion. Les modèles fluidiques sont complétés par les modèles de la membrane et de la partie électrochimique et ne décrit pas les phénomènes thermiques. Ce modèle comporte des éléments importants pour la commande du système mais les phénomènes de diffusion dans le coeur de pile n'ont pas été pris en compte et la membrane est modélisée par une caractérisation statique. Le coeur de pile a été décomposé en 4 sous-systèmes homogènes : cathode (transport de matière), anode (transport de matière), couches actives (électrochimie), membrane (transport de matière). Ce modèle a été repris par l'Université de Catalogne [ref 2.2 85 , ref 2.2 86] pour la recherche de défauts : actionneurs (frottement et surchauffe du moto- compresseur), bouchage des canaux ou noyage des GDL, fuites d'air dans les volumes d'amenée, défaut dans le système de régulation de température. Dans [ref 2.2 85], la méthode fait appel d'une manière assez classique au calcul de résidus, la détection des défauts étant effectuée à l'aide de la sensibilité des résidus à chaque défaut. [ref 2.2 86] procède de même en utilisant des observateurs de Takagi-Sugeno. Notons que l'Université de Lille et de Franche Comté se sont associés pour proposer un modèle de pile 0D aux ambitions similaires (pilotage en temps réel) structuré par la représentation énergétique macroscopique [ref 2.2 87]. Avec le même niveau de finesse, la représentation par bonds graphs a également été mise en œuvre avec succès à l'université de Toulouse [ref 2.2 88].

Cette fois-ci plus à destination du diagnostic ont été conçus des modèles semi-empiriques qui tentent de représenter les phénomènes physico-chimiques par des circuits électriques équivalents représentant de manière macroscopique les différents comportements (diffusion, activation, accumulation de charges, ...) au sein de la pile [ref 2.2 89]. Cette méthode a été développée par les électrochimistes : si elle intègre les propriétés du coeur de pile, elle repose sur des paramètres macroscopiques qui doivent être obtenus expérimentalement par spectroscopie d'impédance [ref 2.2 90]. En particulier, PSA [ref 2.1.1 92 , ref 2.2 40] a utilisé cette approche pour effectuer un suivi de paramètres à des fins de diagnostic. L'université de Toulouse a perfectionné cette approche en l'élargissant à un modèle de type grand signal [ref 2.2 91] et l'a validé et utilisé à des fins de suivi et de diagnostic pour les piles à combustibles comme les électrolyseurs PEM [ref 2.2 92 , ref 2.2 93].

Nous allons aborder le problème de suivi en nous fondant alternativement sur la seconde approche (en y associant une vision plus détaillée en y intégrant les phénomènes de diffusion dans l'AME) puis sur la troisième approche (en intégrant l'aspect diffusion des espèces au travers de la représentation en dérivées non entières).

II.4.1.b Modèle de surveillance considéré :

Une pile à combustible est un empilement de cellules élémentaires dont la connexion fluide est réalisée en parallèle et la connexion électrique est effectuée en série. Dans cette première étape, nous considérerons que la conception du système pile permet d'envisager que chaque cellule se comporte de façon identique. Aussi, nous ramènerons nous à l'étude d'une cellule de pile à combustible (Fig 2.2 4).

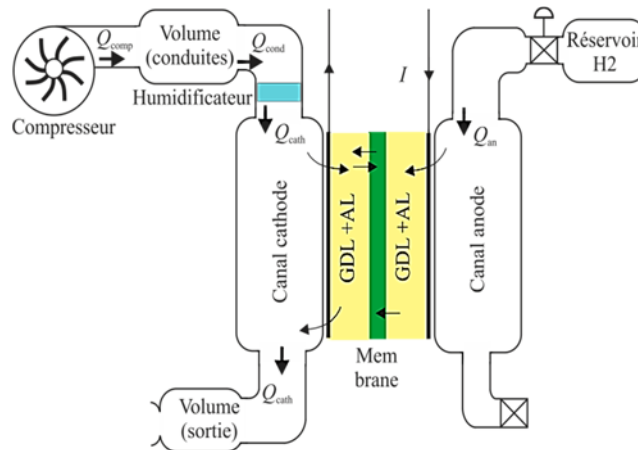


Fig 2.2 4 : Synoptique structurel du système pile étudié

L'objectif est d'établir un modèle dynamique du système pile, en prenant comme entrées le débit du compresseur et le courant exigé par la charge au cœur de pile et comme grandeur de sortie la tension fournie par la pile. Le modèle sera constitué selon un découpage fonctionnel reprenant l'architecture représentée sur la figure Fig 2.2 5. Ce modèle dynamique sera constitué des éléments suivants : canaux et volumes d'amenée et d'évacuation des réactifs, couches de diffusion (GDL), membrane, et couches actives siège des deux demi-réactions d'oxydo-réduction.

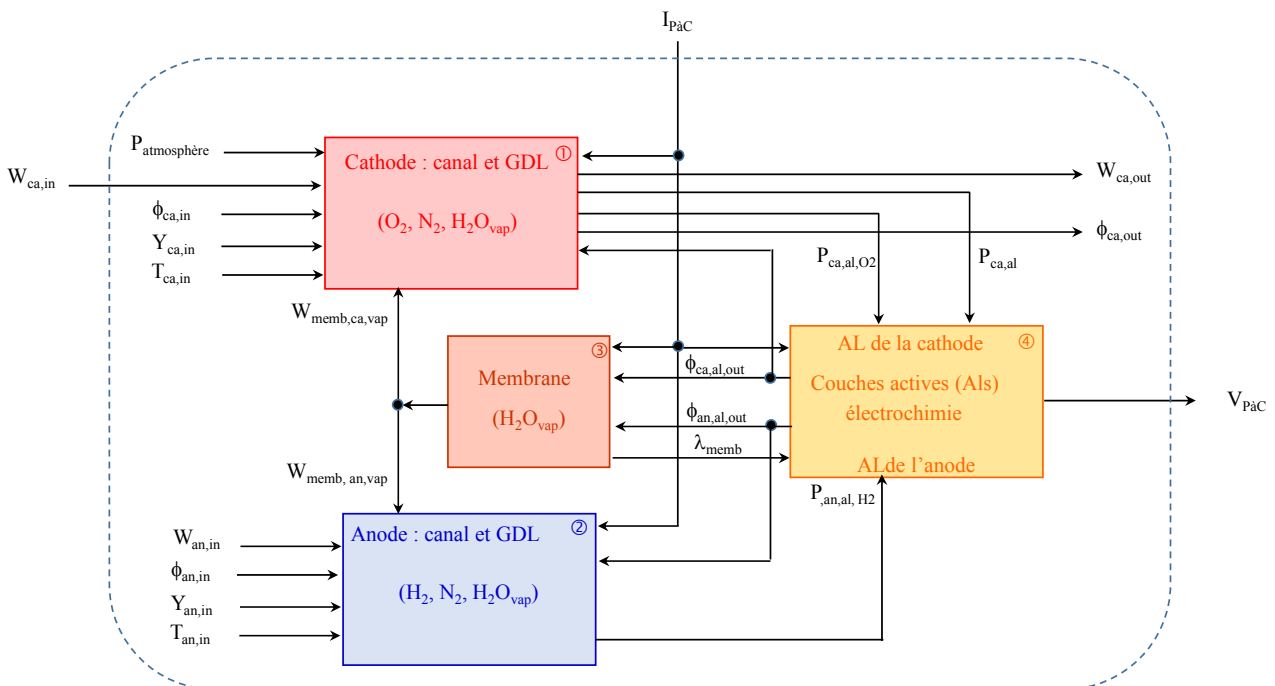


Fig 2.2 5 : Synoptique fonctionnel du système pile étudié

La cellule est le siège d'une réaction électrochimique ayant lieu au niveau des couches actives (AL) de chacune des deux électrodes. La cinétique de cette réaction est fortement conditionnée par les activités chimiques de chacune des molécules intervenant dans ce processus. Or les activités chimiques sont liées aux concentrations des réactifs qui, elles-mêmes, sont pilotées par les flux de matière dans chaque électrode et à travers la membrane. Ces derniers phénomènes étant infiniment plus lents que les phénomènes chimiques, il est donc fondamental de les intégrer à la modélisation car ils vont constituer la dynamique dominante de la PàC.

A/ Bilan de matière dans les différents compartiments cathodiques et anodiques ainsi que dans la membrane

Le transfert de matière dans un assemblage membrane électrode (AME) d'une cellule de PàC est un phénomène complexe et tridimensionnel. Il est décrit par des équations aux dérivées partielles. Une telle description n'est pas privilégiée dans le cadre d'une étude en temps réel ; aussi choisissons-nous d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le problème est unidimensionnel et les variations ont lieu uniquement suivant l'axe longitudinal \vec{z} ;
- Le problème est discrétisé en deux chambres par électrode (le canal et la GDL) ;
- Les couches actives sont considérées comme infiniment fines ;
- De même la membrane est considérée comme très fine : et le stockage d'eau y est négligé, aussi le transfert d'eau y est-il décrit par des phénomènes statiques.

La figure (Fig 2.2 6) résume nos hypothèses de travail.

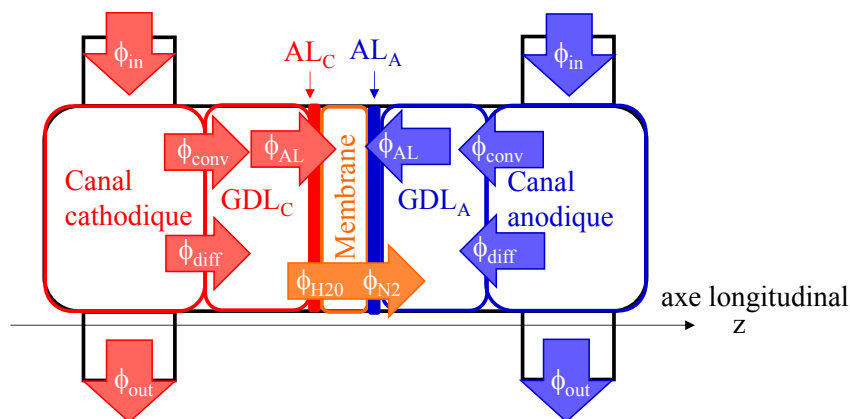


Fig 2.2 6 : Discrétisation spatiale (minimale) de l'AME

Dans ce cadre, le phénomène de transport de masse est décrit dans chaque chambre par :

1. La relation de conservation de la masse ;

$$\frac{dm}{dt} = m_{entrante} - (m_{sortante} + m_{réagie}) \quad \text{Eq 2.2 2}$$

2. Le flux de convection qui tend à homogénéiser les pressions dans deux chambres voisines ;
Il est décrit par la loi de Darcy qui donne un flux massique global de matière de la zone de plus haute pression vers la zone de plus basse pression. Les flux des différentes espèces $W_{conv,i} = K_{12} \frac{S}{e \vartheta_g} (P_1 - P_2) y_i$ sont ensuite déduits à partir des fractions massiques $y_i = \frac{x_i M_i}{\sum x_j M_j}$ de chaque espèce.
3. Le flux conservatif de diffusion qui tend à homogénéiser les pressions partielles dans deux chambres voisines ;
Il est décrit par la loi de Fick elle-même obtenue par inversion de la loi de Stefan-Maxwell. Cette dernière donne les gradients de concentrations molaires ∇x_i par espèce i en fonction des flux

molaires diffusifs individuels ϕ_i . Notons que cette relation est issue de l'hypothèse d'un mélange idéal fondé sur des collisions élastiques et néglige l'interaction des gaz avec les pores du matériau que décrit la loi de Knudsen.

Concernant spécifiquement la membrane, la diffusion des espèces concerne essentiellement le transfert de l'eau absorbée des sites actifs SO_3^- les plus chargés en eau vers les sites actifs SO_3^- les moins chargés en eau ainsi que la perméation (« gas cross over » en anglais) du diazote. Ce phénomène est le résultat du gradient de concentration des gaz entre l'anode et la cathode, la concentration de N_2 à la cathode étant plus importante que celle de N_2 à l'anode, ainsi le diazote est-il transporté à l'anode par diffusion. De nombreux travaux ont étudié ce phénomène qui nuit à la cinétique de la réaction par dilution du dihydrogène à l'anode [ref 2.2 1 - ref 2.2 4].

4. Par ailleurs, toujours à propos de la membrane, un second phénomène, l'électroosmose, se superpose au premier phénomène décrit (la diffusion des espèces par gradient de concentration). L'électroosmose est pilotée par le courant prélevé à la pile. En effet, les protons H^+ créés à l'anode se déplacent dans la membrane polymère uniquement sous forme hydratée :

$$W_{H_2O_{vap}, a \rightarrow c} = M_{H_2O} \times n_d \times \frac{i}{F} \quad \text{Eq 2.2 3}$$

Où n_d , le nombre de molécules d'eau par proton, est appelé coefficient d'électro-osmose et dépend de la température et du type de membrane. A titre indicatif, pour une membrane Nafion 117 complètement hydratée à la température de 30°C, sa valeur est de $n_d = 2,5$ selon [ref 2.2 5, ref 2.2 6] et [ref 2.2 7]. De manière générale, les coefficients de diffusion et d'électro-osmose de la membrane dépendent tout à la fois de la teneur en eau et de la température de celle-ci [ref 2.2 8 - ref 2.2 10].

Le modèle de transport de matière est donc structuré autour de deux systèmes dynamiques (la cathode d'une part et l'anode d'autre part) interconnectés par un système moins bien connu (la membrane) qui est uniquement décrit par des relations statiques dont les coefficients sont plus incertains. Bien entendu, on peut choisir

1. D'autres variables d'état que les masses m_i des constituants chimiques situés dans les différents compartiments évoqués. En particulier, on peut préférer exprimer les pressions partielles dans chaque chambre en utilisant la loi des gaz parfait :

$$P_i = \frac{n_i RT}{V} \quad \text{Eq 2.2 4}$$

Où n_i est le nombre de moles de l'espèce considérée :

$$n_i = \frac{m_i}{M_i}$$

2. De tenir compte de la dynamique de la masse d'eau stockée dans la membrane. En effet, la résistance au passage des protons, d'une part se mesure très rapidement au travers d'une ondulation de courant haute fréquence [ref 2.1.1 96], et d'autre part est une bonne image de la teneur en eau de la membrane, l'idée consiste à se baser sur ce type de mesure pour recalibrer le modèle.

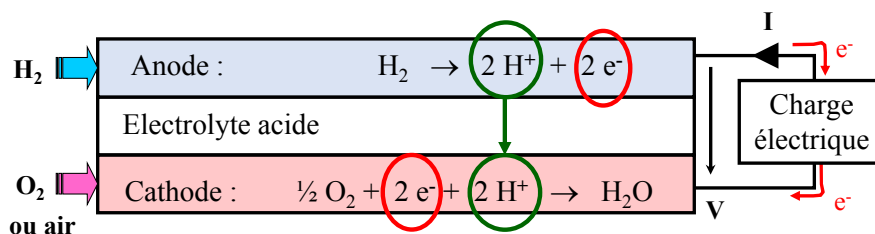


Fig 2.2 7 : principe de la réaction électrochimique dans la PàC avec un électrolyte acide comme la membrane fluoropolymère utilisée dans les PEMFC

✓ Cathode :

A la cathode, et en tenant compte de la demi-réaction cathodique présentée à la figure Fig 2.2 7, le mélange de dioxygène, de diazote et de vapeur d'eau est décrit par le système d'équations suivant :

Eq 2.2 5

	CANAL
C A T H O D E	$\frac{dm_{ca,canal,N_2}}{dt} = W_{ca,N_2,in} - W_{ca,N_2,diff} - W_{ca,N_2,conv/GDL} - W_{ca,N_2,conv/atm}$
	$\frac{dm_{ca,canal,O_2}}{dt} = W_{ca,O_2,in} - W_{ca,O_2,diff} - W_{ca,O_2,conv/GDL} - W_{ca,O_2,conv/atm}$
	$\frac{dm_{ca,canal,H_2O}}{dt} = W_{ca,H_2O,in} - W_{ca,H_2O,diff} - W_{ca,H_2O,conv/GDL} - W_{ca,H_2O,conv/atm}$
	GDL
	$\frac{dm_{ca,GDL,N_2}}{dt} = W_{ca,N_2,diff} + W_{ca,N_2,conv/GDL} - W_{an,GDL,N_2}$
	$\frac{dm_{ca,GDL,O_2}}{dt} = W_{ca,O_2,diff} + W_{ca,O_2,conv/GDL} - W_{ca,O_2,réagi}$
	$\frac{dm_{ca,GDL,H_2O}}{dt} = W_{ca,H_2O,diff} + W_{ca,H_2O,conv/GDL} + W_{ca,H_2O,généré} - W_{ca,H_2O,memb}$
	$W_{ca,O_2,réagi} = M_{O_2} \cdot \frac{I_{st}}{4F}$
	$W_{ca,H_2O,généré} = M_{H_2O} \cdot \frac{I_{st}}{2F}$

✓ Anode :

A l'anode, et en tenant compte de la demi-réaction anodique présentée à la figure Fig 2.2 7, le mélange de dihydrogène, de diazote (dû à la perméation au travers la membrane [ref 2.2 11]) et de vapeur d'eau est décrit par le système d'équations suivant :

Eq 2.2 6

	CANAL
A N O	$\frac{dm_{an,canal,N_2}}{dt} = W_{an,N_2,in} - W_{an,N_2,diff} + W_{an,N_2,conv/GDL}$
	$\frac{dm_{an,canal,H_2}}{dt} = W_{an,H_2,in} - W_{an,H_2,diff} - W_{an,H_2,conv/GDL}$
	$\frac{dm_{an,canal,H_2O}}{dt} = W_{an,H_2O,in} - W_{an,H_2O,diff} - W_{an,H_2O,conv/GDL}$
	GDL
	$\frac{dm_{an,GDL,N_2}}{dt} = W_{an,N_2,diff} + W_{an,N_2,conv/GDL} + W_{ca,GDL,N_2}$

D E	$\frac{dm_{an,GDL,H_2}}{dt} = W_{an,H_2,diff} + W_{an,H_2,conv/GDL} - W_{an,H_2,réagi}$ $\frac{dm_{an,GDL,H_2O}}{dt} = W_{an,H_2O,diff} + W_{an,H_2O,conv/GDL} + W_{an,H_2O,réagi} + W_{ca,H_2O,memb}$ $W_{an,H_2,réagi} = M_{H_2} \cdot \frac{I_{st}}{2F}$
--------	---

✓ Membrane

A la membrane, nous choisissons la description statique suivante :

Eq 2.2 7

M E M B R A N E	$W_{ca,GDL,N_2} = -W_{an,GDL,N_2} = \frac{K_{memb,N_2}}{e_{memb}} (P_{ca,GDL,N_2} - P_{an,GDL,N_2})$ $W_{ca,H_2O_{vap},diff} = M_{H_2O} \frac{D_{memb,H_2O}}{e_{memb}} (c_{ca,H_2O_{vap}} - c_{an,H_2O_{vap}})$ $W_{ca,H_2O_{vap},osm} = -n_d M_{H_2O} \frac{I}{F}$ $c_{ca,H_2O_{vap}} = \frac{\rho_{memb,sec}}{M_{memb,sec}} \lambda_c$ $c_{an,H_2O_{vap}} = \frac{\rho_{memb,sec}}{M_{memb,sec}} \lambda_c$
--------------------------------------	---

B/ Réaction électrochimique

Comme nous l'avons évoqué, nous souhaitons suivre l'état interne de la PàC au travers de la mesure de la tension qu'elle délivre. Pour faire le lien avec les variables internes précédentes, il va donc falloir expliciter l'influence de ces dernières sur la tension mesurée aux bornes des plaques bipolaires. Celle-ci dépend des concentrations des espèces dans les parties actives (AL) des deux électrodes ainsi que de la densité de courant dans celles-ci. Elle est donnée par le potentiel théorique de Nernst. Il correspond au rapport de l'enthalpie molaire libre de la formation de l'eau $\Delta G(T, P_i)$ sur la quantité de charge $2F$ échangée pour former une mole d'eau :

A ce potentiel théorique se retranche des chutes de tension dues principalement

1. aux pertes ohmiques :

Ces pertes ohmiques sont dues à la résistance de la membrane polymère au passage des protons (fortement dépendante de la teneur en eau) ainsi que dans une moindre mesure à la résistance des électrodes et de la plaque collectrice au transfert des électrons. Elle est proportionnelle à la densité de courant j et s'exprime selon la loi d'Ohm : $\Delta v_{Ohm} = RI$. La résistance de membrane R_m représente une grande part de cette résistance et est fortement dépendante de l'hydratation de la membrane [ref 2.2 5] et de la température de la cellule [ref 2.2 12 - ref 2.2 14].

2. et à la dynamique aux interfaces membrane – AL où apparaissent

- des phénomènes d'accumulation de charges électriques (ions et électrons) qui peuvent être décrits par un modèle double couche d'Helmholtz définissant ainsi deux condensateurs de

capacité $C_{ca,dl}$ et $C_{an,dl}$. Au courant faradique, s'ajoute donc le courant capacitif (du condensateur double couche) ;

- des phénomènes de pertes d'activation régis par la loi de Butler-Vollmer qui lie pour chaque demi-réaction les deux courants faradiques I_{ca} et I_{an} aux chutes de tension d'activation $\Delta v_{ca,act} = v_{ca} - v_{ca,eq}$ et $\Delta v_{an,act} = v_{an} - v_{an,eq}$.

Dans les faits, si les pertes d'activation existent aux deux électrodes, celles de l'anode sont négligeables par rapport à celles de l'anode. Cela permet de concentrer ces phénomènes (faradiques et capacitifs) à la cathode et de lever une indéterminée car la cellule ne dispose pas d'électrode de référence permettant de dissocier l'influence de chaque électrode.

Eq 2.2 8

A L	$E = \frac{\Delta G}{2F} = E^0 + \frac{RT}{2F} \left(\ln \left(\frac{P_{H_2}}{P_{H_2O}} \right) + \ln \left(\sqrt{P_{O_2}} \right) \right)$ $\Delta v_{ohm} = RI$ $\Delta v_{act}^{ca} = \frac{RT}{F} \operatorname{arcsinh} \left(\frac{j}{2j_0^{ca}} \right)$ $j_0 = j_{ca,0}^{ref} k_{ca,cataly} \left(\frac{P_{ca,GDL,O_2}}{P^{ref}} \right)^y \exp \left(-\frac{E_{act,O_2}}{RT} \left(1 - \frac{T}{T_{ref}} \right) \right)$ $I_{ca} = I + C_{ca,dl} \frac{d}{dt} (E - \Delta v_{act}^{ca})$
--------	---

II.4.1.c Discussions sur le modèle de surveillance:

Le modèle dynamique ci-dessus est monodimensionnel, ne prend en compte que les domaines fluidiques et électriques, supposant donc les phénomènes thermiques bien régulés et possède un niveau de discrétisation spatial grossier, modélisant chaque élément de l'association membrane-électrode par une chambre homogène. Ce choix de réduire les mailles aux constituants est dicté par la volonté d'avoir

1. Un modèle aux dérivées ordinaires et non aux dérivées partielles
2. Un modèle compact exécutable en temps réel
3. Et un problème bien conditionné permettant la déduction sans équivoque des variables non mesurées à partir des variables connues.

La problématique est donc bien différente de celle d'un modèle tridimensionnel décrit par des équations aux dérivées partielles qui permet la simulation fine en tout point de la cellule et donc l'optimisation des géométries et des matériaux utilisés. Ce modèle est donc entaché d'imprécisions mais tenant compte des phénomènes fluidiques entre le canal et les couches actives doit permettre de détecter les défauts d'approvisionnement en réactifs qui conduisent à une dégradation rapide de l'association membrane électrode.

Néanmoins, pour en comprendre les limites, nous avons souhaité améliorer sa précision, tout en restant monodimensionnel et en s'appuyant sur les équations différentielles ordinaires. La précision sur le gradient

des pressions partielles et tout particulièrement celles de la couche GDL cathodique étant un point clé du dispositif de surveillance, aussi avons-nous décidé de comparer le comportement précédent à celui d'une couche GDL discrétisée (selon un axe) en N_{GDL} chambres élémentaires. Bien entendu, ce nouveau choix se traduit par l'augmentation du nombre d'états proportionnellement au nombre de chambres retenu. Pour évaluer cette solution, des modèles avec GDL discrétisée ont été développés à l'occasion du projet de B. Naccari. Pour différentes valeurs du nombre d'éléments discrets retenus pour le découpage de la GDL, les figures suivantes montrent les impédances de la pile dans le cas :

- D'une cathode seule en prenant comme entrée le courant et comme sortie la pression partielle d'oxygène (Fig 2.2 8) (qui est fortement liée à la tension de la cellule) ;
- D'un modèle de pile complet (modèle vapeur uniquement, sans eau liquide) en prenant comme entrée le courant et comme sortie la tension (Fig 2.2 9).

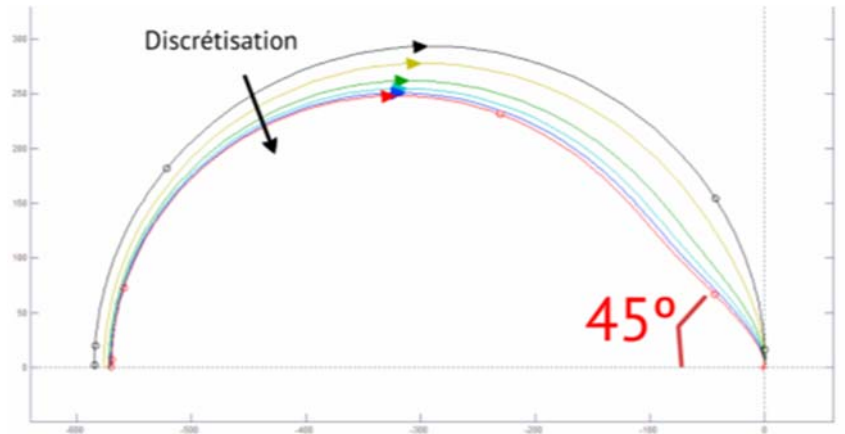
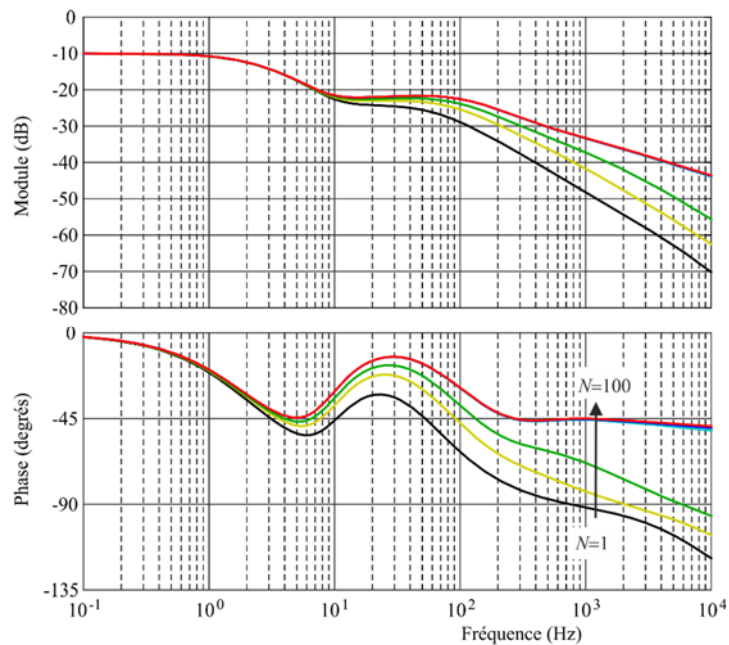


Fig 2.2 8 : Modèle à GDL discrétisé : Impédance d'une cellule de pile restreinte à la cathode en fonction du nombre de chambres élémentaires



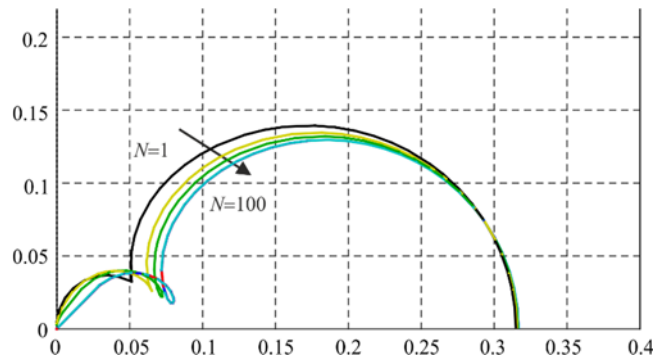


Fig 2.2 9 : Modèle à GDL discrétisé : Impédance d'une cellule de pile en fonction du nombre de chambres élémentaires

Ces tracés montrent l'influence de la discrétisation de la GDL. En particulier, on constate que l'augmentation du nombre d'éléments discrets permet de faire apparaître un angle de 45° dans la réponse fréquence de l'impédance en haute fréquences, propriété caractéristique représentatif des phénomènes diffusifs. Un modèle aux dérivées ordinaires à constantes localisés ne peut représenter cette caractéristique que dans une bande limitée de fréquences. Ainsi la discrétisation de la GDL permet de mieux représenter les propriétés de la pile en augmentant toutefois la complexité du modèle et le nombre d'états.

Si l'utilisation d'un tel modèle peut être envisagée en phase de validation et d'évaluation des résultats, l'augmentation du nombre d'états peut s'avérer pénalisant dans le cadre de la mise en place d'un observateur. Nous allons donc développer une démarche autour d'une représentation interne du modèle précédent dont chaque maille couvre un constituant. L'idée consiste à reconstruire les états internes à partir des mesures et sera développée au paragraphe § 2.3. Cette méthode a pour avantage de permettre l'obtention d'informations portant sur des grandeurs physiques et d'utiliser des modèles supportant des entrées variables quelconques. En revanche, elle nécessite de simplifier fortement le modèle en vue de l'obtention d'équations différentielles et d'un ordre réduit.

Dans le but d'intégrer la complexité du modèle et en particulier de mieux représenter les phénomènes diffusifs, une seconde voie peut être explorée. Cette seconde approche consiste à se fonder sur une représentation externe du modèle précédent. L'idée est cette fois-ci de ne plus chercher à reconstruire les états internes mais à décrire le comportement entrée – sortie par une loi de comportement dont les paramètres traduisent le fonctionnement interne. Une fois la structure du modèle connue, il s'agit d'identifier en temps réel ses paramètres afin de déduire l'évolution interne. Cette seconde voie peut reposer sur un modèle plus précis et plus proche de la réalité du fonctionnement de la pile. En revanche, cette méthode permet la déduction des paramètres globaux intégrant plusieurs phénomènes physiques. Il est donc plus difficile de remonter aux paramètres physiques caractéristiques des phénomènes physiques étudiés. Cette seconde voie sera exposée au paragraphe § 2.4. Elle se situe dans le cadre d'une méthodologie classiquement employée par les électro-chimistes sur de nombreux systèmes dont les batteries (système fermé) et les piles (systèmes ouverts) et repose sur la Spectroscopie d'Impédance Electrochimique (SIE).

II.4.2 Suivi fondé sur un modèle interne : observateur

II.4.2.a Contributions

Ce travail découle d'une collaboration menée avec le laboratoire LSS autour d'une action portée par un contrat de recherche de trois ans avec la société PSA. Il s'appuie sur les travaux de thèse de M. Younane Nassif ainsi que sur les stages successifs de Mme Miassa Amira Taleb et de M.M. Mohamad Koteich et Bruno Naccari. Ces études ont été présentées dans les rapports de stage ainsi que les rapports internes [refl. 88 - refl. 90], et l'article de revue [refl. 9].

☞ Structure générale de l'observateur :

La structure de l'observateur se déduit de la structure du modèle dynamique (Fig 2.2 5) qui fait apparaître deux ensembles (cathode et anode) couplés par les flux d'eau et de diazote issus de la membrane et décrits par des phénomènes statiques. Le courant et les pressions partielles dans les GDL permettent de calculer la tension aux bornes de la cellule. Les variables d'état sont

1. Pour la cathode : Eq 2.2 9

$$X_{ca} = [P_{ca,canal,N_2} \quad P_{ca,canal,O_2} \quad P_{ca,canal,H_2O} \quad P_{ca,GDL,N_2} \quad P_{ca,GDL,O_2} \quad P_{ca,GDL,H_2O}]$$

2. Pour l'anode : Eq 2.2 10

$$X_{ca} = [P_{an,canal,N_2} \quad P_{an,canal,H_2} \quad P_{an,canal,H_2O} \quad P_{an,GDL,N_2} \quad P_{an,GDL,O_2} \quad P_{an,GDL,H_2O}]$$

Et le modèle dynamique est alors décrit par :

$$\begin{cases} \frac{dX_{ca}}{dt} = f_{ca}(X_{ca}, X_{an}, I) \\ \frac{dX_{an}}{dt} = f_{an}(X_{ca}, X_{an}, I) \end{cases} \quad \text{Eq 2.2 11}$$

car $W_{memb} = f_{memb}(X_{ca}, X_{an})$

A ces variables d'état interne, il conviendrait d'ajouter deux variables d'état supplémentaires correspondant aux masses d'eau liquide dans les canaux (cathodique et anodique). Notons que, dans un premier temps au moins, le choix a été fait de plutôt considérer la présence d'eau liquide par son influence sur la section de transfert des gaz à travers la GDL ; l'engorgement en eau de la GDL conduit à une diminution de sa porosité. Ainsi l'état est plutôt augmenté d'un paramètre, la surface S de la section d'échange entre canal et GDL ; la dynamique de ce paramètre est considérée comme lente $\frac{dS}{dt} = 0$.

La structure d'observation mise en place a donc été organisée selon deux observateurs {cathode+anode} couplés par un modèle de comportement, supposé parfaitement connu, de la membrane. Dans ces conditions les grandeurs internes du cœur de pile ont été estimées au moyen de deux filtres de Kalman étendus.

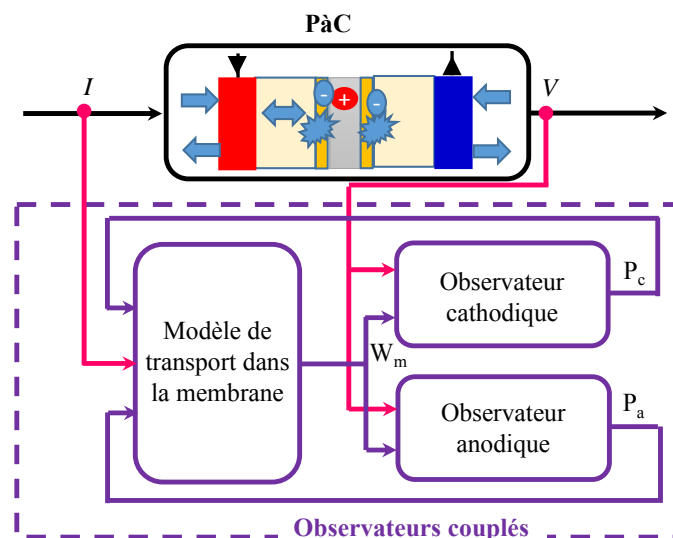


Fig 2.2 10 : Structure d'estimation avec observateurs couplés par la membrane

Nous allons illustrer la problématique traitée au travers de l'observateur cathodique. Nous finirons cet exposé par des conclusions et des perspectives à ce travail.

☞ Analyse du modèle d'observation : observabilité et réduction de modèle

✓ Observabilité :

L'analyse du modèle pour l'observation est effectuée en restreignant le cas à celui de la cathode seule. La première remarque concerne la structure du modèle qui est non linéaire. Aussi, dans le but d'étudier son observabilité, une solution [ref 2.2 15] consiste-t-elle à utiliser les outils du linéaire [ref 2.2 16] sur le modèle tangent exprimé autour d'un point de fonctionnement par :

$$\frac{dX_{ca}}{dt} = \left[\frac{\partial f_{ca}}{\partial X_{ca}} \right]_{X_{ca,eq}} X_{ca} + \left[\frac{\partial f_{ca}}{\partial U} \right]_{U_{eq}} U \quad \text{Eq 2.2 12}$$

Le point de fonctionnement étudié ici est précisé dans [ref1. 9].

Pour tester l'observabilité théorique, nous utilisons le critère de Kalman pour l'observabilité : $\text{rang}[Ob] = n$. A partir de la matrice d'observabilité Ob :

Eq 2.2 13

$$Ob = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 3,49.10^8 & 0 \\ 3,20.10^{11} & 3,51.10^{11} & 3,19.10^{11} & -1,06.10^{12} & -1,17.10^{12} & -1,06.10^{12} \\ -2,82.10^{16} & -2,82.10^{16} & -2,82.10^{16} & 9,40.10^{16} & 9,40.10^{16} & 9,40.10^{16} \\ 2,47.10^{21} & 2,47.10^{21} & 2,47.10^{21} & -8,25.10^{21} & -8,25.10^{21} & -8,25.10^{21} \\ -2,17.10^{26} & -2,17.10^{26} & -2,17.10^{26} & 7,23.10^{26} & 7,23.10^{26} & 7,23.10^{26} \\ 1,90.10^{31} & 1,90.10^{31} & 1,90.10^{31} & -6,35.10^{31} & -6,35.10^{31} & -6,35.10^{31} \end{bmatrix}$$

Un logiciel comme *Matlab* calcule numériquement un rang de 2 ; le critère de décision signifie concrètement que le système n'est pas observable en pratique. Cela se conçoit sur la matrice Ob dont les composantes ont des valeurs fortement dispersées, allant de 0 jusqu'à des ordres de 10^{31} . La perte de rang semble donc due à une résolution numérique mal conditionnée comme le confirme la décomposition en valeurs singulières de la matrice Ob qui donne les valeurs singulières suivantes :

$$\Lambda = \sqrt{\text{val pr}\{\overline{Ob^T \cdot Ob}\}} = 1,14.10^{32} [1 \quad 5.10^{-14} \quad 1,24.10^{-16} \quad 1,51.10^{-18} \quad 1,92.10^{-22} \quad 2,35.10^{-24}]$$

La grande plage des 5 valeurs singulières σ_i met en particulier le problème numérique en évidence.

Néanmoins la reformulation du système linéarisé en se fondant sur ces modes [ref 2.2 17] confirme que le système est théoriquement observable. Etant donc sûr de son observabilité, la question qui se pose désormais est : « comment peut-on contourner ce problème numérique ? Et quel observateur en déduire ? »

✓ Réduction d'ordre :

L'analyse numérique du problème d'observabilité précédent se rencontre typiquement lorsque le système comporte une dynamique à plage fréquentielle étendue. La théorie des perturbations [ref 2.2 18 - ref 2.2 20] propose alors d'identifier les dynamiques les plus rapides. Dans le cas où elles se révèlent stables (perturbations singulières), la proposition consiste à les considérer comme infiniment rapides, remplaçant ainsi des liens dynamiques par des liens rigides (approximation quasi-statique). En l'occurrence, l'analyse du modèle avait déjà révélé une dynamique de premier ordre des phénomènes de convection infiniment plus rapide que celle des phénomènes de diffusion. L'idée va donc consister à faire apparaître très explicitement cette dynamique de convection puis à la remplacer par son expression statique en cherchant sa valeur limite en annulant sa dérivée. Pour ce faire, nous modifions l'état X_{ca} en faisant explicitement apparaître la pression totale dans le canal $P_{ca,canal}$ et la différence de pression entre canal et GDL $\Delta P = P_{ca,can} - P_{ca,GDL}$. Le nouvel état est donc :

$$X'_{ca} = [P_{ca,canal} \quad P_{ca,canal,O_2} \quad P_{ca,canal,H_2O} \quad \Delta P \quad P_{ca,GDL,O_2} \quad P_{ca,GDL,H_2O}]$$

Avec la dynamique la plus rapide portée par la composante ΔP . Pour assurer un meilleur conditionnement numérique, nous réduisons l'ordre du système en posant

$$\frac{d(\Delta P)}{dt} = 0 \quad \text{Eq 2.2 14}$$

Ce qui permet de déduire la valeur de ΔP en fonction des autres états et des entrées. En conclusion nous faisons ainsi apparaître un ordre réduit avec

Comme nouvel état :

$$X^r_{ca} = [P_{ca,canal} \quad P_{ca,canal,O_2} \quad P_{ca,canal,H_2O} \quad P_{ca,GDL,O_2} \quad P_{ca,GDL,H_2O}]$$

Comme la nouvelle matrice d'observabilité numériquement mieux conditionnée avec des valeurs singulières sur une plage nettement moins étendue : elle va désormais de 1 à 10^{-14} au lieu de 1 à 10^{-28} .

$$Ob^r = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0,33 & -0,99 & 267,27 & 3,35 & -338,40 \\ -491,10 & 1,61 \cdot 10^3 & -1,08 \cdot 10^5 & -2,64 \cdot 10^3 & 1,19 \cdot 10^5 \\ 1,88 \cdot 10^5 & -1,26 \cdot 10^6 & -4,28 \cdot 10^7 & 1,65 \cdot 10^6 & -4,70 \cdot 10^7 \\ -5,99 \cdot 10^7 & 8,00 \cdot 10^8 & -5,68 \cdot 10^{10} & -9,48 \cdot 10^8 & 1,84 \cdot 10^{10} \end{bmatrix}$$

$$\Lambda^r = 2,50 \cdot 10^{10} [1 \quad 2,28 \cdot 10^{-4} \quad 6,21 \cdot 10^{-9} \quad 1,27 \cdot 10^{-10} \quad 4,8 \cdot 10^{-14}]$$

☞ Analyse du modèle réduit en vue de synthétiser un observateur :

L'étude du comportement fréquentiel du système linéarisé autour de différents points de fonctionnement va permettre d'évaluer si la non-linéarité du modèle est significative ou non. En l'occurrence, nous analysons sur les figures Fig 2.2 11, Fig 2.2 12 et Fig 2.2 13 l'influence des variables d'entrée courant I et flux d'air entrant $\phi_{ca,in}$ ainsi que du paramètre critique S définissant la surface d'échange entre la GDL et le canal. Sur les différents diagrammes de Bode, on peut remarquer que :

1. Lorsque le flux d'air augmente, le gain statique diminue alors que la dynamique du système augmente ;
2. Même si le courant affecte peu la réponse fréquentielle, la partie haute fréquence est fortement influencée par le flux d'air ;
3. La variation de la surface d'échange produit une évolution significative de la réponse fréquentielle particulièrement aux moyennes et aux hautes fréquences.

Cela signifie tout à la fois :

1. Qu'il faut choisir une structure d'observation adaptée aux systèmes non-linéaires, à l'instar du filtre de Kalman étendu [ref 2.2 21 - ref 2.2 30], de l'observateur à grands gains [ref 2.2 31] ou encore à modes glissants [ref 2.2 32]. Notre étude s'est fondé sur ce premier type d'observateur ;
2. Que la forte sensibilité au paramètre S va permettre de l'identifier par exemple au travers d'un observateur étendu intégrant comme variable supplémentaire de l'état précédent

$$X^e = [P_{ca,canal} \quad P_{ca,canal,O_2} \quad P_{ca,canal,H_2O} \quad P_{ca,GDL,O_2} \quad P_{ca,GDL,H_2O} \quad S]$$

L'étude d'observabilité montrant par ailleurs que cette mise en œuvre est envisageable.

☞ Synthèse d'un observateur : Filtre de Kalman

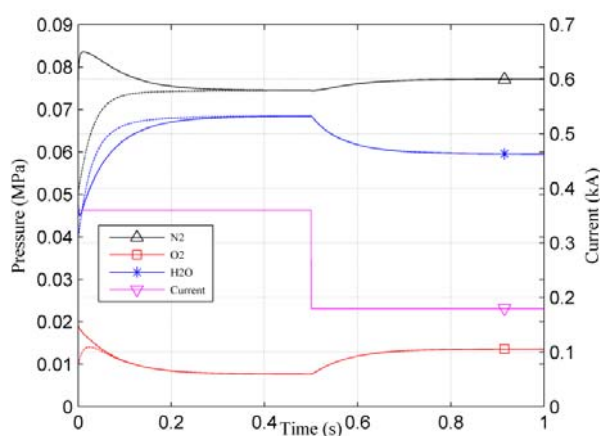
Le filtre de Kalman est un observateur d'état qui, à partir des mesures disponibles, reconstitue l'état du système, en minimisant l'erreur quadratique moyenne [ref 2.2 21 - ref 2.2 24]. Plusieurs variantes existent pour des différentes applications, parmi lesquelles le filtre de Kalman étendu qui est utilisé comme observateur d'état des systèmes non-linéaires [ref 2.2 25 - ref 2.2 30]. Pour réaliser un tel filtre, l'algorithme d'estimation doit utiliser le modèle linéarisé à chaque instant.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{X}}{dt} = f(\hat{X}, U) + \Sigma C^t R^{-1} (Y - g(\hat{X}, U)) \\ \frac{d\Sigma}{dt} = A\Sigma + \Sigma A^T - \Sigma C^t R^{-1} C\Sigma + Q \end{cases} \quad \text{Eq 2.2 15}$$

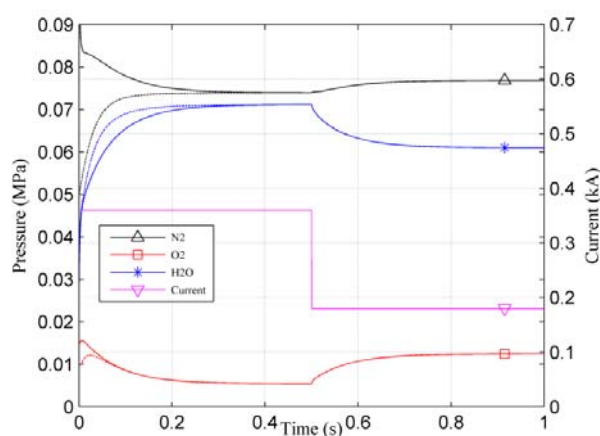
Avec Q et R respectivement les covariances des bruits d'état et de mesure.

Les simulations des figures Fig 2.2 11 et Fig 2.2 12 montrent sur la réponse à un échelon de courant et pour le réglage choisi, que l'observateur converge sans erreur

1. Avec un temps de réponse de l'ordre de 200 ms, ce qui est tout à fait compatible avec la dynamique des phénomènes fluidiques que l'on cherche à observer ;
2. Malgré des conditions initiales éloignées ;
3. Malgré des paramètres incertains.

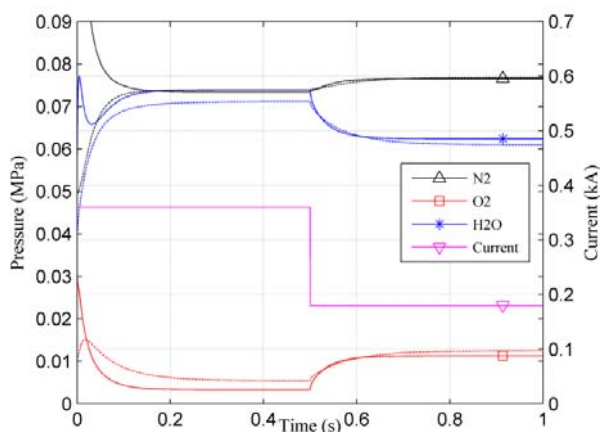


a) Variables dans le canal

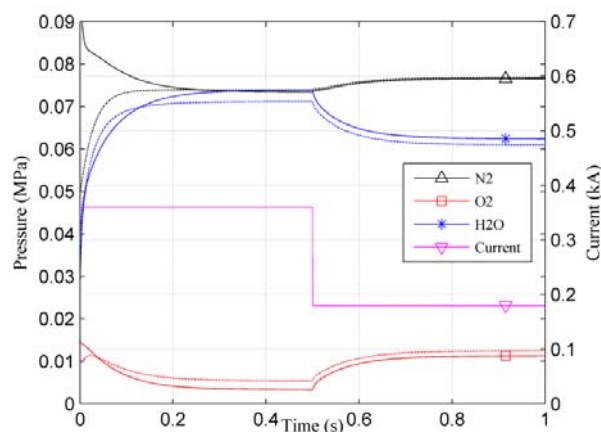


b) Variables dans la GDL

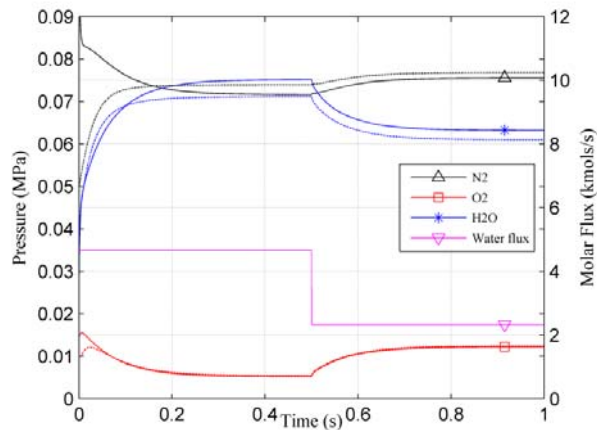
Fig 2.2 11 : Réponse à un échelon de courant (paramètres et entrées connues)



a) $S = 1,5 \times S_{\text{obs}}$



b) $D = 0,5 \times D_{\text{obs}}$



c) $W_m = 1,25 \times W_{m,obs}$

Fig 2.2 12 : variables dans la GDL lors d'une réponse à un échelon de courant (paramètres ou entrée incertains)

L'approche consistant à évaluer l'engorgement de la GDL par son effet sur la surface d'échange a été abordée au travers d'un observateur étendu. La figure Fig 2.2 13 montre que cette voie est prometteuse car l'estimée de surface évolue avec une dynamique de l'ordre de 500 ms et ne présente pas d'erreur statique, une variation de surface de -50% pour modéliser un engorgement est imposée à $t = 1s$.

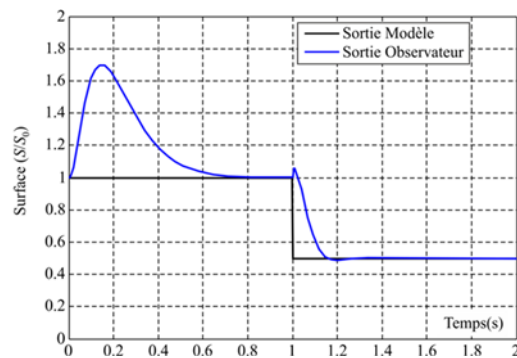


Fig 2.2 13 : Observateur étendu : estimation de la surface relative d'échange S/S_0 variation de la surface active de -50% à $t = 1s$

II.4.2.b Perspectives :

Les travaux sur l'observation ont été effectués dans un premier temps sur un modèle de pile restreinte à la cathode en prenant comme entrées le flux d'air et le courant, comme sortie la pression partielle d'oxygène à la GDL, puis étendus l'observation de la pile complète en se fondant sur une structure d'observation articulée autour de deux observateurs {cathode + anode} couplés par un modèle de comportement de la membrane. Dans ces conditions les grandeurs internes du cœur de pile sont estimées au moyen de deux filtres de Kalman étendus. Les travaux ont montré que:

1. Le système était observable mais présentait un mauvais conditionnement numérique en raison de la dynamique très rapide des phénomènes convectifs.
2. Le conditionnement numérique pouvait être fortement amélioré par réduction du modèle en supposant que l'écart de pression ΔP entre le canal et la GDL peut s'écrire comme une relation statique des autres variables d'état. Une méthode permettant de réduire le modèle d'observation a été développée à partir du modèle non linéaire.
3. A partir du modèle réduit, un observateur de l'état interne de l'électrode a été développé en utilisant un filtre de Kalman étendu pour tenir compte de l'aspect non linéaire du modèle. Les résultats

montrent une bonne estimation de l'état interne de la cathode dans le cas d'un modèle nominal, c'est-à-dire où les paramètres sont bien connus.

4. Le diagnostic d'un état d'engorgement éventuel peut être abordé en interprétant ce phénomène comme un changement de la surface d'échange active entre le canal et la GDL. Ainsi, l'estimation de ce paramètre peut être utilisée comme un indicateur de noyage de la pile. Dans cet objectif un estimateur de l'état de pile a été mis en place en considérant la surface d'échange comme une variable et en l'intégrant au vecteur d'état. Les résultats obtenus en simulation ont montré que l'évolution de la surface pouvait être estimée en considérant uniquement la cathode.

Les perspectives de ces travaux sont

1. A court terme
 - a. Un réglage affiné des paramètres du filtre pour expliciter le compromis entre dynamique d'observation, sensibilité aux bruits et robustesse paramétrique.
 - b. Une analyse quantifiée des erreurs d'estimation au regard des incertitudes paramétriques du modèle en particulier celui de la membrane.
 - c. L'étude comparative vis-à-vis des deux critères précédents avec un autre type d'observateur comme, par exemple, un observateur à grand gain ou à mode glissant.
 - d. La prise en compte de la membrane au travers de son modèle incertain avec des paramètres mal connus.
2. A moyen terme
 - a. La structuration du modèle d'observation dans le but de faire apparaître les différentes dynamiques (haute, moyenne et basse fréquences). Cette stratégie déjà esquissée, d'une part devrait permettre de faciliter la mise en œuvre de l'observateur, et d'autre part pourrait mieux faire apparaître les phénomènes physiques mis en jeu dans le système.
 - b. L'observation de la pile complète en utilisant un modèle comprenant les deux phases de l'eau (vapeur mais aussi liquide).
 - c. L'étude du point de vue de l'observabilité du cas particulier courant d'une anode fermée avec purges épisodiques.

II.4.3 Suivi fondé sur un modèle externe : identification d'impédance :

Le modèle d'état de la PàC peut être représenté par un schéma équivalent électrique avec des sources (pour l'analyse grand signal) ou avec des impédances (pour l'analyse petit signal) [ref 2.2 33]. Le modèle linéarisé peut être

- D'ordre entier ce qui correspond à une discrétisation (plus ou moins grossière selon l'ordre retenu) de la géométrie de la cellule. Nous avons déjà vu l'incidence fréquentielle d'une telle approximation.
- D'ordre non entier ce qui correspond à une résolution fréquentielle exacte des équations aux dérivées partielles si l'on vérifie bien expérimentalement les conditions aux limites établies pour cette résolution [ref 2.2 34].

En France, ces modèles ont été particulièrement étudiés par le groupe PSA [ref 2.1.1 92] et par le laboratoire Laplace en collaboration avec la société AREVA [ref 2.1.1 94] et Ils permettent d'envisager un bon suivi du fonctionnement interne de la pile au travers de leurs paramètres (Fig 2.2 14). Dans un premier temps, nous allons nous concentrer sur le modèle petit signal couramment employé en électrochimie [ref 2.2 35] et développer des méthodes d'identification en temps réel du modèle fractionnaire qui paraît plus à même reproduire les phénomènes diffusifs dans l'AME tout en conservant un nombre réduit de paramètres.

Réponses statique et dynamique tension-courant d'une cellule de PàC dans différentes conditions opératoires

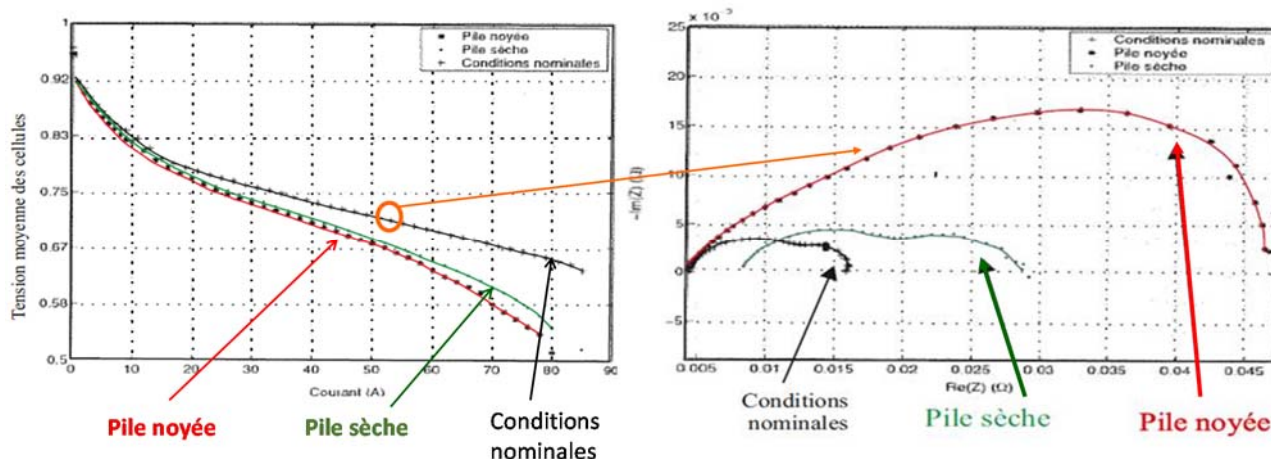


Fig 2.2 14 : Polarisation (V-I) et impédance d'une cellule (nominale, asséchée et engorgée en eau) [ref 2.1.1 92]

Toutefois, il a été montré expérimentalement, à de nombreuses reprises, par [ref 2.2 36] par exemple qu'une même réponse fréquentielle peut conduire à l'identification de plusieurs jeux de paramètres physiques satisfaisants. L'idée va donc plutôt consister à identifier les paramètres globaux issus des fonctions de transfert et agrégeant plusieurs paramètres physiques. La fonction allant des paramètres physiques initiaux étant surjective, l'idée va plutôt consister à identifier l'influence des conditions opératoires sur les paramètres agrégés et de détecter les évolutions les plus significatives par rapport aux phénomènes recherchés (par exemple engorgement et assèchement de l'AME).

II.4.3.a Contributions :

Ce travail découle d'une collaboration menée avec le laboratoire L2S. Il s'appuie sur les travaux de thèse de Mme Miassa Amira Taleb. Ces études ont été présentées dans le manuscrit de thèse [ref 2.2 37] ainsi que les articles de conférence [ref1. 26 , ref1. 28].

Il développe et surtout utilise un modèle d'ordre fractionnaire de la pile à combustible sur la base des travaux de [ref 2.1.1 92, ref 2.2 38 - ref 2.2 42] ainsi que des travaux de l'équipe CRONE- IMS-Bordeaux traitant des dérivés d'ordre fractionnaire et des méthodes d'identification des modèles d'ordre non entier, comme : [ref 2.2 43 - ref 2.2 47].

Il s'appuie sur des mesures expérimentales réalisées sur le banc de caractérisation des piles à combustibles basse température que nous avons développé au GeePs. Dans le cadre de cette étude le test est réalisé sur une mono-cellule à cathode et anode ouvertes de 100 cm^2 et de densité de courant nominale de $J_{nom} = 0,5 \text{ A. cm}^{-2}$ conçue et fabriquée par la société allemande UBZM.

☞ Modèle fractionnaire et sensibilité des paramètres à l'assèchement et de l'engorgement

La résolution dans le domaine de Laplace de l'équation aux dérivées partielles liée aux phénomènes diffusifs fait apparaître l'impédance de Warburg [ref 2.2 35] (Fig 2.2 15). En réalisant un développement en série de $Z_W(s)$, nous avons montré que l'impédance globale de la pile pouvait s'exprimer, dans une large plage de fréquences excluant la fréquence nulle, par un système en s fractionnaire :

1. ayant des ordres de dérivation multiples de $1/2$;
2. ayant un ordre réduit (les 10 paramètres b_i et a_i) ;

3. dont les paramètres sont fonctions des paramètres physiques définissant l'état de fonctionnement du système $\{R_m, R_t, R_d, \tau_d, C_{dc}\}$.

$$Z(s) = \frac{b_0 + b_1s + b_2s^{3/2} + b_3s^2 + b_4s^{5/2} + b_5s^3}{1 + a_1s + a_2s^2 + a_3s^{5/2} + a_4s^3} \quad \text{Eq 2.2 16}$$

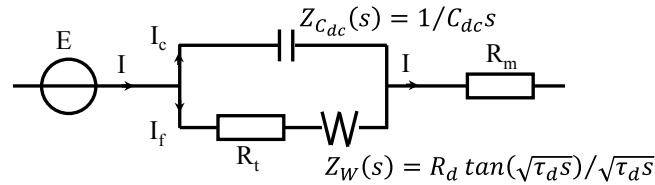


Fig 2.2 15 : Représentation circuit du modèle de la pile autour d'un point de fonctionnement

Prenant acte de l'impossibilité de remonter aux paramètres originaux, nous décidons d'observer l'influence des phénomènes à détecter (engorgement / assèchement) sur ceux-ci, puis sur les paramètres du modèle. En se fondant sur les études de Fouquet [ref 2.1.1 92 , ref 2.2 40], les deux tableaux ci-dessous montre en particulier que

1. Pour ce qui est des paramètres initiaux, l'évolution la plus significative concerne la résistance de membrane pour l'assèchement et la résistance de diffusion pour l'engorgement (Tab 2. 3) ;
2. Les paramètres a_3 , b_2 et b_4 évoluent inversement dans les cas asséché et engorgé, constituant ainsi de bons indicateurs de la mise en place de ces deux phénomènes redoutés (Tab 2. 4).

Paramètres	Nominal	$(\Delta N/N_{nom})_{engorgé}$	$(\Delta N/N_{nom})_{asséché}$
R_m	0,0042	-9,5 %	+64 %
Q	1,6	-37 %	-37 %
R_t	0,006	+50 %	-15 %
R_d	0,005	+400 %	≈ 0 %
τ_d	0,16	-12 %	-6 %
tension	0,62	-10 %	-11 %

Tab 2. 3 : Evolution des paramètres physiques dans les cas de pile asséchée et noyée [ref 2.1.1 92]

Paramètres	$(\Delta N/N_{nom})_{engorgé}$	$(\Delta N/N_{nom})_{asséché}$
b_0	+25,5 %	+17,6 %
b_1	+9,6 %	-88,5 %
b_2	+309 %	-97 %
b_3	-4,2 %	-98,9 %

b_4	+131,4 %	-97 %
b_5	-35 %	-99 %
a_1	-12,6 %	-91,3%
a_2	-23,3 %	-99 %
a_3	+155,8 %	-98,2 %
a_4	-28,2 %	-99,5 %

Tab 2. 4 : Évolution des paramètres du modèle d'ordre fractionnaire dans le cas noyé et asséché déduite de Tab 2. 3

☞ Identification paramétrique fréquentielle et comparaison des modèles entiers et fractionnaires

Le modèle ayant été reformulé et analysé en vue de son identification, une première approche va consister à réaliser son identification paramétrique en se fondant sur les mesures de gain et de phase issues de la réponse harmonique du système pile. La stratégie d'identification du vecteur repose sur la structure de principe présentée à la figure dans laquelle :

1. le critère J à minimiser est un critère quadratique visant à minimiser la distance entre le tracé de Nyquist du système et celui du modèle :

$$J = \sum (Re(Z_{PàC}) - Re(Z_{modèle}))^2 + \sum (Im(Z_{PàC}) - Im(Z_{modèle}))^2 \quad \text{Eq 2.2 17}$$

2. La méthode d'optimisation est une identification séquentielle : un premier algorithme génétique permet de couvrir un grand espace de θ afin de proposer une initialisation crédible à un second algorithme d'optimisation déterministe fondé sur la méthode du gradient.

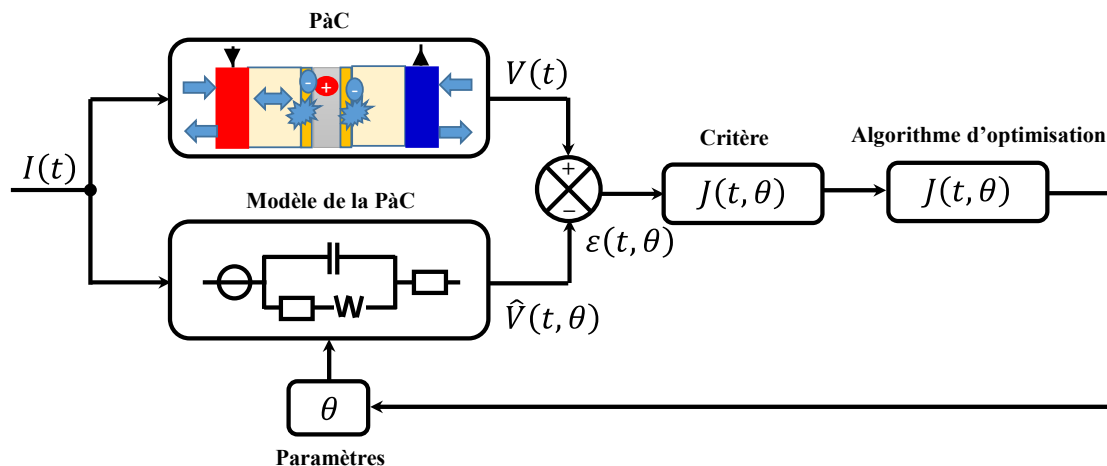


Fig 2.2 16 : Stratégie d'identification paramétrique sur le relevé fréquentiel (gain, phase)

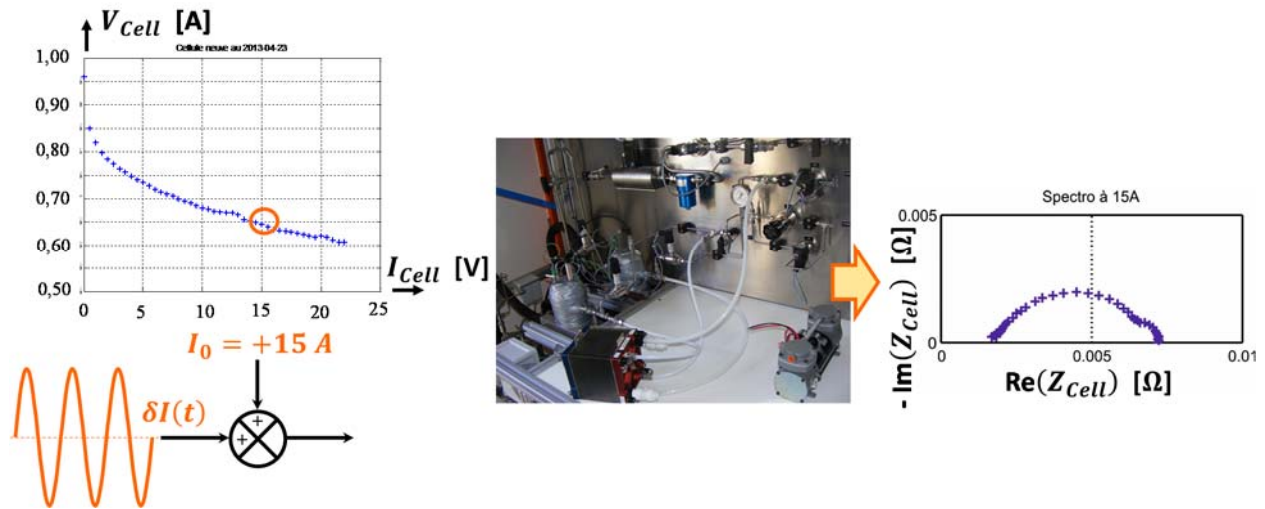


Fig 2.2 17 : Principe de la spectroscopie d'impédance réalisée sur le banc

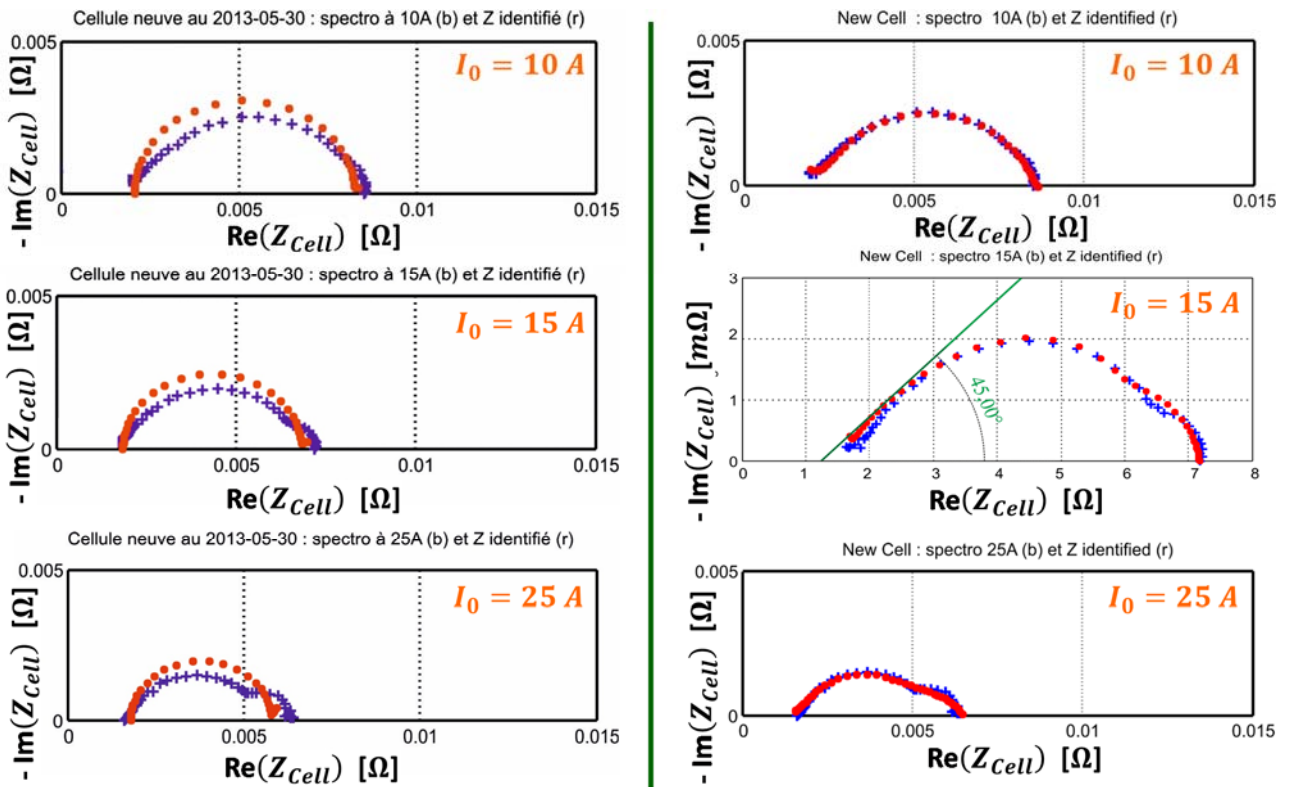
Cette méthode, qui nécessite la connaissance préalable de l'ordre de la fonction de transfert, garantit une bonne convergence des sorties comme l'indiquent les comparaisons entre mesures et sortie de modèle réalisées à partir de la spectroscopie d'impédance (Fig 2.2 17) effectuée

1. sur une plage de fréquences allant de 10 mHz à 2 kHz ;
2. sur une plage de polarisation allant de 5A à 35A ;
3. avec un signal de perturbation dont l'amplitude est de l'ordre de 10% du signal de polarisation.

La figure Fig 2.2 18 en donne une illustration sur un diagramme de Nyquist tout à la fois sur le modèle entier (-a-) et sur le modèle fractionnaire (-b-). On peut donc noter

1. Au prix d'une faible augmentation du nombre de paramètres, le modèle fractionnaire permet de fortement améliorer la reproduction des phénomènes sur l'ensemble du spectre de la pile avec de plus des points voisins pour les mêmes fréquences d'excitation ;
2. En particulier, mais pas uniquement, le modèle fractionnaire est capable de reproduire la modification du phénomène diffusif lié à l'augmentation du courant ;

Cela conduit d'une part à l'idée que le modèle fractionnaire est un bon compromis entre complexité et compacité, et d'autre part l'utilisation de cette technique pour effectuer le diagnostic hors ligne en évaluant la déviation entre le comportement de la cellule et le comportement nominal.



a) Modèle entier d'ordre 2 (5 paramètres)

b) Modèle fractionnaire (10 paramètres)

Fig 2.2 18 : Comparaison des réponses harmoniques de la cellule pour $I_0 = 10A$, $15A$ et $25A$ et des modèles entier (ordre 2) et fractionnaire (10 paramètres)

☞ Identification temporelle du modèle fractionnaire

La représentation fractionnaire du modèle de la PàC ayant montré sa pertinence, il devient intéressant de développer une stratégie d'identification temporelle de ses 10 paramètres. Au travers d'une sollicitation fréquentielle suffisamment riche (Fig 2.2 19), cela permettra

1. de faire évoluer l'ensemble des paramètres au cours du temps
2. et de réaliser à chaque nouvel instant de mesure un traitement

ouvrant ainsi la voie à une méthode de suivi en ligne de l'état du procédé dans le but de permettre une adaptation pertinente de sa conduite. Pour parvenir à ce résultat, il nous faut développer une méthode spécifique pour les ordres non-entiers. Son principe se fonde sur les travaux antérieurs développés par CRONE- IMS-Bordeaux, dans [ref 2.2 43 - ref 2.2 47]. L'idée directrice consiste à conditionner le problème comme un problème d'ordre entier afin de pouvoir appliquer la méthode classique des moindres carrés. Les paramètres identifiés permettent ensuite de trouver les paramètres initiaux recherchés par inversion d'une fonction bijective.

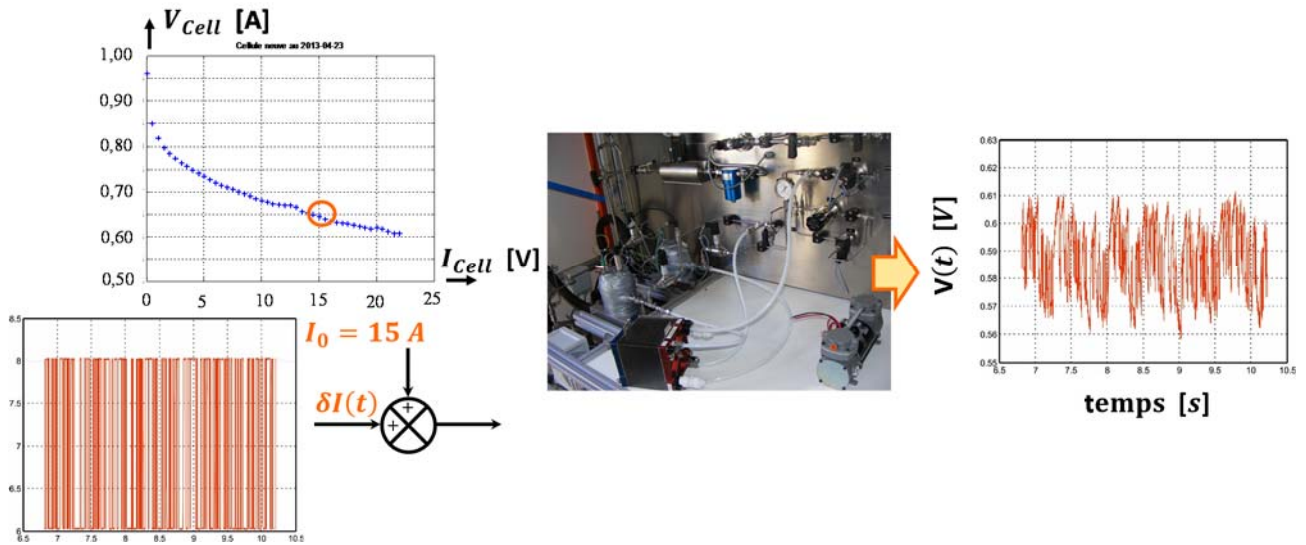


Fig 2.2 19 : Principe de l'excitation par signal pseudo-aléatoire dans le but de réaliser une identification temporelle des paramètres de l'expression de l'impédance de la PàC.

De façon générale, trois stratégies peuvent prévaloir pour identifier les paramètres d'un modèle d'ordre non entier :

1. L'estimation des coefficients des opérateurs dérivés uniquement en admettant la bonne connaissance a priori des ordres de dérivation,
2. L'estimation des coefficients et des ordres des opérateurs dérivés, par des algorithmes non-linéaires.
3. L'estimation des coefficients des opérateurs dérivés et d'un seul ordre de dérivation nommé « ordre fractionnaire commensurable », tel que tous les autres ordres soient des multiples entiers de celui-ci.

Pour ce qui est du problème à traiter, nous nous tournons tout naturellement vers la première option car la représentation fractionnaire est issue d'une modélisation physique établie. Il est donc beaucoup plus pertinent de tenir compte de cette connaissance précieuse et d'utiliser toute l'information recueillie dans l'unique but de faire converger les 10 paramètres mis en évidence.

L'identification de l'impédance fractionnaire par la méthode des Moindres Carrés adaptée aux systèmes fractionnaires procède en 4 étapes successives :

1. La discrétisation du modèle fractionnaire à temps continu par la formule de Grunwald. On obtient ainsi une relation de récurrence non linéaire du type :

$$y(K) = - \frac{\sum_{l=0}^L \frac{a_l}{h^{n_{a_l}}} \left(\sum_{k=1}^K (-1)^k C_{n_{a_l}}^k y(K-k) \right)}{\sum_{l=0}^L \frac{a_l}{h^{n_{a_l}}}} + \frac{\sum_{m=0}^M \frac{b_m}{h^{n_{b_m}}} \left(\sum_{k=0}^K (-1)^k C_{n_{b_m}}^k I(K-k) \right)}{\sum_{l=0}^L \frac{a_l}{h^{n_{a_l}}}} \quad \text{Eq 2.2 18}$$

Par l'utilisation de :

$$D^n f(K) = \frac{1}{h^n} \sum_{k=0}^K (-1)^k C_n^k f((K-k)h)$$

Où C_n^k est le binôme de Newton généralisé à des nombres réels : $C_n^k = \frac{(n)(n-1)\dots(n-k+1)}{k!}$ et h la période d'échantillonnage.

2. La formulation linéaire du modèle par changement de variables $y \mapsto Y; i \mapsto I$. Pour cela on procède au changement de paramètres $\theta \mapsto \theta'$ suivant :

$$a'_l = \frac{\frac{a_l}{h^{n_{a_l}}}}{\sum_{l=0}^L \frac{a_l}{h^{n_{a_l}}}} \quad ; \quad \sum_{l=0}^L a'_l = 1 \quad ; \quad b'_m = \frac{\frac{b_m}{h^{n_{a_l}}}}{\sum_{l=0}^L \frac{a_l}{h^{n_{a_l}}}}$$

Ce qui permet d'obtenir une récurrence linéaire de la forme

$$y(K) = - \sum_{l=0}^L a'_l Y_l(K) + \sum_{m=0}^M b'_m I_m(K)$$

Avec :

$$Y_l(K) = \left(\sum_{k=1}^K (-1)^k C_{n_{a_l}}^k y(K-k) \right) \quad ; \quad I_m(K) = \left(\sum_{k=0}^K (-1)^k C_{n_{b_m}}^k I(K-k) \right)$$

3. L'estimation du nouveau vecteur de paramètres $\theta' = [a'_1 \dots a'_L \ b'_0 \dots b'_M]^t$ par la méthode des moindres carrés classique (MC) :

$$\begin{cases} \hat{Y}(\hat{\theta}_r) = -Y_0 + \phi \hat{\theta}_r \\ \hat{\theta}_r = (\phi^t \phi)^{-1} \phi^t (Y + Y_0) \end{cases}$$

Avec la matrice ϕ définie à partir des mesures successives :

$$\phi = \begin{bmatrix} -Y_1(K) + Y_0(K) & \dots & -Y_L(K) + Y_0(K) & I_0(K) & \dots & I_M(K) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -Y_1(K+N) + Y_0(K+N) & \dots & -Y_L(K+N) + Y_0(K+N) & I_0(K+N) & \dots & I_M(K+N) \end{bmatrix}$$

4. Le retour aux paramètres initiaux par inversion du changement de paramètres $\theta' \mapsto \theta$ grâce au procédé suivant :

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (a'_1 - 1)h^{-n_{a_1}} & a'_1 h^{-n_{a_2}} & \dots & a'_1 h^{-n_{a_L}} \\ a'_2 h^{-n_{a_1}} & (a'_2 - 1)h^{-n_{a_2}} & \dots & a'_2 h^{-n_{a_L}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a'_L h^{-n_{a_1}} & a'_L h^{-n_{a_2}} & \dots & (a'_L - 1)h^{-n_{a_L}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -a'_1 h^{-n_{a_0}} \\ a'_2 h^{-n_{a_0}} \\ \vdots \\ a'_L h^{-n_{a_0}} \end{bmatrix}$$

$$b_m = b'_m \sum_{l=0}^L a_l h^{n_{b_m} - n_{a_l}}$$

Cette procédure d'identification hors ligne a été appliquée avec succès en utilisant un signal de type pseudo-aléatoire (SBPA) généré à la fréquence $F_{éch}$ de 5 kHz à l'aide d'un registre de 10 bits.

Pour passer à une identification en ligne, on substitue uniquement l'algorithme des moindres carrés récursifs (MCR) à l'algorithme des moindres carrés (cf étape 3). Celui-ci est exécuté à chaque itération à partir des relations suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + \frac{F(k-1)\phi(k) \left(y(k) - \left((\hat{\theta}_{k-1})^t \phi(k) - Y_0(k) \right) \right)}{1 + (\phi(k))^t F(k-1)\phi(k)} \\ F(k) = F(k-1) - \frac{F(k-1)\phi(k)(\phi(k))^t F(k-1)}{1 + (\phi(k))^t F(k-1)\phi(k)} \end{cases}$$

La figure Fig 2.2 20 présente une identification réalisée hors ligne à l'aide de cette technique pour un courant de polarisation I_0 de 7A et une ondulation d'amplitude $\Delta I = 1A$. On y remarque l'excellente convergence de la méthode permettant de reproduire tous les types de transitoire et présentant une erreur d'estimation de la sortie plus de deux fois plus faible que celle obtenue avec un modèle d'ordre entier d'ordre 2 (5 paramètres).

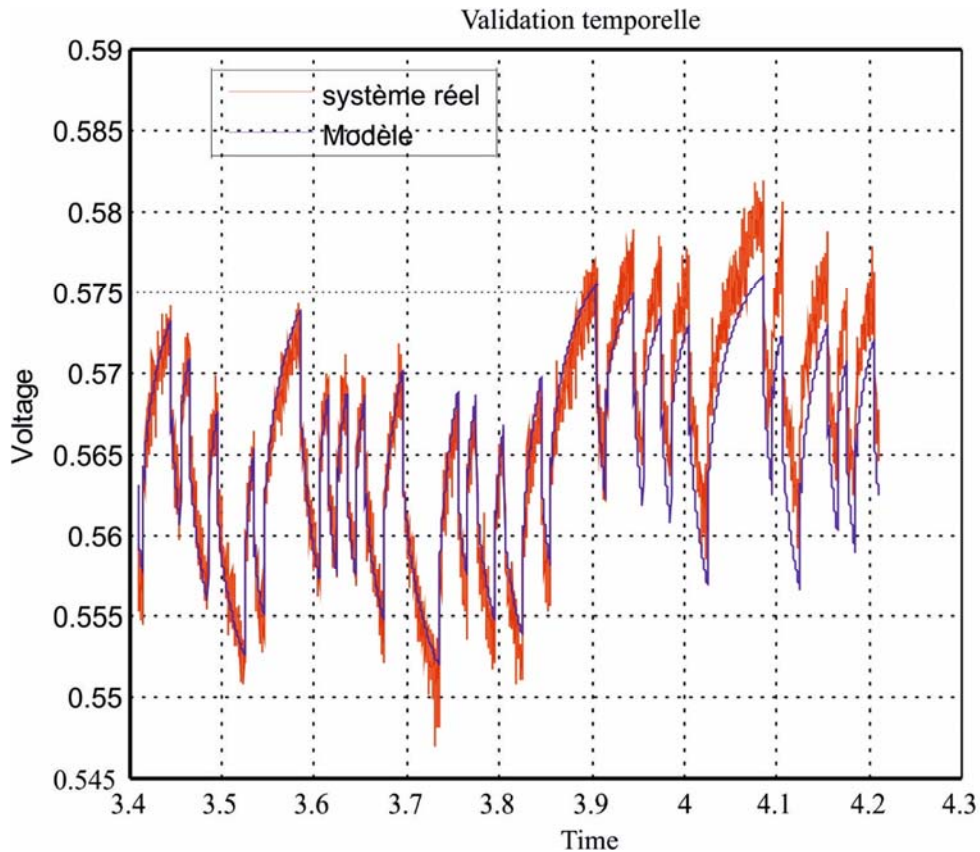


Fig 2.2 20 : Validation de l'identification en ligne du modèle d'ordre entier par la méthode des MCR

II.4.3.b Perspectives :

Dans ce travail, le problème de suivi de l'état de fonctionnement interne du système PàC a été abordé selon un nouvel axe : celui des modèles externes. Dans cette approche, l'état interne est représenté par des paramètres macroscopiques, combinaisons des paramètres physiques fondamentaux. Dans une optique de suivi et de diagnostic (détection / isolation), cette réalité n'est pas forcément limitante dans la mesure où seuls des écarts par rapport aux valeurs nominales sont considérés. Dans cette optique,

- Le modèle fractionnaire de la pile a été évalué et choisi par rapport à un modèle d'ordre entier plus classique pour une meilleure représentation des phénomènes subis par la PàC sur un grand domaine de fréquences et tout particulièrement les phénomènes de diffusion (loi de Fick). Le choix s'est fait sur des considérations d'ordre physique ainsi que des confrontations à de multiples essais sur un banc expérimental.
- Il a été mis au point des méthodes et des techniques adaptées à ce modèle selon deux axes. Le premier consiste en une identification hors ligne et trouve des applications dans un mode « garage » ou « banc test » pouvant exploiter a posteriori des mesures enregistrées en cours de fonctionnement ou encore des essais spécifiques fondés sur un choix préalable des signaux pertinents d'excitation (amplitude, contenu spectral, etc). Le second réside dans une identification en ligne fondée sur la méthode des moindres carrés récursifs. Il tire parti soit directement d'une sollicitation par la charge électrique ayant un contenu spectral riche, soit – dans le cas d'un fonctionnement électrique trop statique – de la superposition d'un courant de type SBPA de faible amplitude permettant d'exciter une grande partie des modes.

« Les premières étoiles se montraient. Bientôt toutes ses amies lointaines parsèmeraient le ciel. Le poisson aussi est mon ami, dit-il tout haut. Pourtant faut que je le tue. Heureusement qu'on n'est pas obligé de tuer les étoiles ! »

Ernest Hemingway in Le vieil homme et la mer

III Conclusion générale et perspectives de recherche :

A travers ce manuscrit, nous voyons que la réflexion systémique permet d'améliorer la conception et les propriétés intrinsèques d'un processus, de mettre à jour ses degrés de liberté, de les utiliser en développant des stratégies pour optimiser un aspect particulièrement important comme les pertes globales ou la capacité de stockage par exemple. Les développements exposés ont tenté de montrer un savoir-faire dans la réalisation de démonstrateurs de validation de concepts, éléments essentiels d'un laboratoire de Génie Electrique comme le GeePs. Les travaux de recherche présentés ici sont au cœur de mon travail de recherche de ces dernières années et sont également le résultat de nombreuses coopérations avec des collègues centrés sur les activités système, mais aussi sur celles de pile à combustible, de contrôle, et d'électronique de puissance.

La question qui émerge désormais consiste en l'utilité de ces travaux et la suite qui peut leur être donnée à la fois dans le contexte énergétique de ce début de XXI^{ème} siècle mais aussi dans le cadre du nouveau laboratoire (GeePs) et des réaménagements géographiques et scientifiques sur le plateau de Saclay.

D'un point sociétal global, la 64^{ème} édition de la synthèse traitant de l'énergie mondiale commerciale publiée par BP [ref 2.3 1] montre, qu'en dépit des progrès enregistrés sur le plan de l'efficacité énergétique, la demande globale sur le marché de l'énergie continue de croître, principalement dans les pays émergents. Ce recours massif à l'énergie offre, depuis deux siècles, confort et croissance des activités aux êtres humains. Mais, principalement fondé sur les énergies fossiles (81,7 % des 13 371 Mtep en 2012 responsables de quasiment 100 % des 31 734 Mt d'émissions de CO₂) [ref 2.3 2], ce développement dégage une importante quantité de dioxyde de carbone et menace de déstabiliser le climat. Si on adopte un regard sectoriel, force est de constater que le secteur des transports est responsable de près du quart des émissions de CO₂. Par ailleurs, le secteur de la génération d'électricité et de chaleur, reposant fortement sur le charbon est quant à lui responsable de 42 % des émissions anthropiques de dioxyde de carbone [ref 2.3 3]. Ce constat partagé, s'il induit pour l'heure des changements lents, est source de réflexions systémiques profondes. Au niveau français, l'ADEME a produit en 2015 un rapport dans lequel le scénario d'un réseau électrique français complètement fondé sur les énergies renouvelables était atteignable sans rupture technologique. De même et plus largement le rapport d'activité de l'association NEGAWATT repense l'ensemble de la filière énergétique française du besoin énergétique en remontant vers les énergies primaires et en passant par les vecteurs énergétiques. En particulier, trois grands réseaux semblent devoir coopérer : d'une part ceux de gaz et d'électricité à une échelle nationale et d'autre part celui de chaleur à une échelle locale.

A ces bouleversements structurels annoncés, s'ajoute un contexte de recherche local en mouvement. D'une part, le contour de notre laboratoire se redéfinit et du point de vue du pôle auquel j'appartiens, émerge une thématique forte au niveau des réseaux électriques. Ce thème se décline en deux sous-thèmes. On trouve, d'une part, l'optimisation et la conduite des grands réseaux de transport avec, entre autres, comme activités structurantes : la prise en compte des futures flottes de véhicules électriques (cf Chaire PSA, ...) et l'intégration des grands parcs éoliens offshore par un réseau DC maillé (cf Institut Supergrid, ...). Le second sous-thème se centre sur les micro-réseaux, à l'échelle d'un bâtiment ou d'un quartier ou encore d'un système embarqué (avion, voiture, ...). A l'échelle du plateau de Saclay et en synergie avec les écoles, les universités et les entreprises se définissent de nouvelles orientations fortes et structurantes, dont l'une autour de l'énergie. A titre d'exemple, on peut citer l'Institut de recherche RISEGRID dédié aux réseaux intelligents de distribution d'électricité ainsi que le consortium LIVEGRID de l'Université Paris-Saclay ; de ce dernier a

émérgé le projet MISTIGRID qui vise à mener une recherche pluridisciplinaire sur le thème des micro-réseaux d'énergies renouvelables, conduisant au développement d'un micro-réseau expérimental alimenté par un mélange énergétique solaire et éolien.

Mon projet s'articule autour du réseau DC qui s'il est déjà présent dans les véhicules (avions, bateaux, voitures, ...) peut également trouver sa place à l'échelle de l'utilisation finale de l'énergie électrique. De fait, nombreuses sont les sources de type continu (solaire, PàC, batteries, ...) et force est de constater que la plupart des applications sont fondamentalement continues : éclairage (avec ou sans variateur), chauffage (four, ...), machines avec leur variateur, etc. Aussi, une solution de distribution finale en continu semble-t-elle plus intéressante car elle minimise le nombre de convertisseurs d'interfaçage. Par ailleurs, avec une telle solution semble-t-il plus facile de régler le transfert de puissance (pas de gestion du réactif, ni de la fréquence). La Fig 2.3 1 présente une telle solution dans laquelle il semble légitime d'imaginer au moins deux niveaux de tension de distribution : le premier compatible avec le réseau AC basse tension donc d'environ 400 V, le second avec les charges domestiques basse tension (entre 12 V et 48 V). Compte-tenu de la forte fluctuation des ressources renouvelables, il est important de profiter d'un foisonnement entre quartiers, voire à une échelle nationale (trois régimes de vent en France et facteur deux entre le potentiel solaire des régions Nord et Provence-Alpes côte d'azur). Néanmoins, le stockage technologique restera indispensable et peut légitimement être réparti afin d'éviter les transferts de puissance à distance et de garantir la viabilité d'un fonctionnement îloté ou tout au moins d'un effacement temporaire et partiel lors des pics de production estivaux et/ou des pics de consommation hivernaux. Un tel stockage inter saisonnier peut passer par l'énergie hydrogène, soit au travers de la pile H_2/O_2 (cf projet pilote MYRTTE en Corse) soit au travers de la méthanation du dihydrogène électrolysé avec du dioxyde de carbone (réaction de Sabatier) suivi de son injection dans le réseau (cf une des voies du projet Mhyrabel en Moselle). Dans le cadre d'un réseau local, la batterie H_2/O_2 paraît plus intéressante car les usages de la PàC (exothermique) sont en phase avec les besoins de chaleur du bâtiment (ECS et chauffage), alors que l'électrolyse (électro-thermiquement neutre) correspond aux périodes chaudes. Rien de tel avec la méthanation qui est globalement très exothermique.

Du point de vue du thème et à titre plus personnel, le micro réseau DC peut se traduire en termes de problématiques scientifiques selon plusieurs axes :

1. La définition de briques de base d'interfaçage performante ;
2. La stabilité du réseau DC avec prise en compte de ses imperfections ;
3. La gestion à plus long terme de la puissance demandée avec les problématiques de déplacement temporel des charges.

Ce travail s'appuiera sur les multiples compétences complémentaires du plateau de Saclay mais aussi sur les laboratoires nationaux et internationaux.

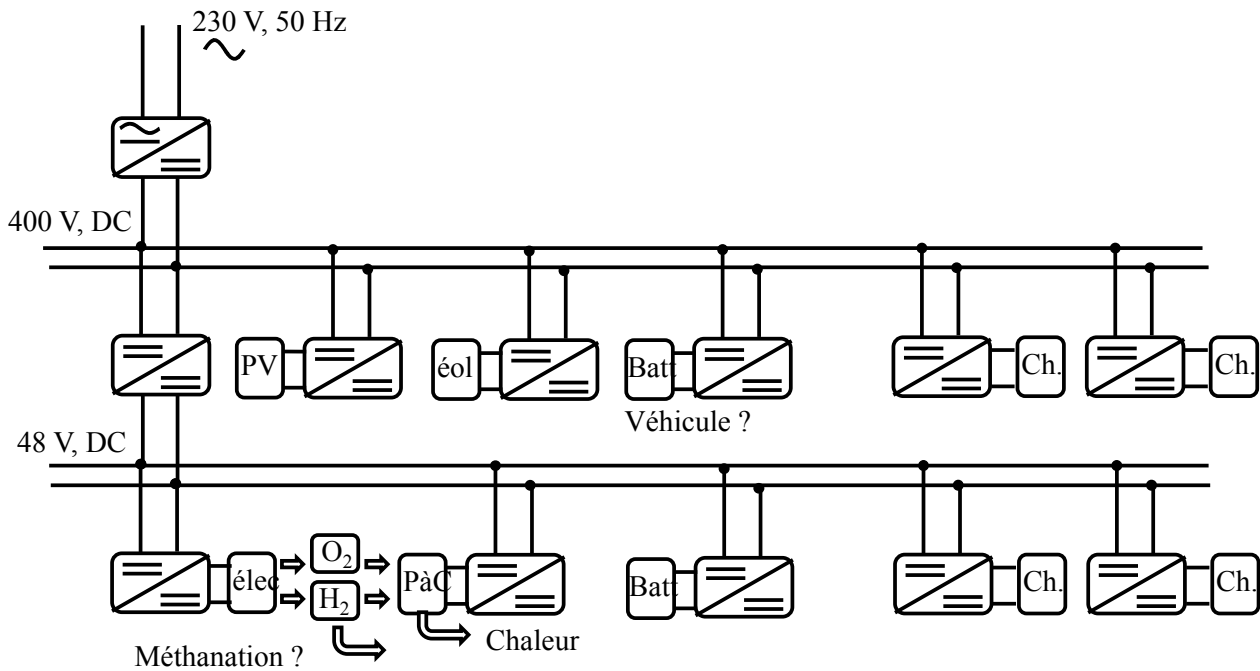


Fig 2.3 1 : Micro-réseau DC à l'échelle d'un quartier ou d'un bâtiment

III.1 Interfaçage sources/charges au bus et des bus entre eux :

Ce volet couvre la recherche et la mise en œuvre de briques de base offrant, pour cette gamme de tension (quelques dizaines à quelques centaines de Volt) les caractéristiques suivantes :

- Faible ondulation aux connexions permettant de garantir un bon suivi de la consigne (ce qui est important pour les sources renouvelables) ;
- Faible pollution du réseau ;
- Caractéristique de rendement aplatie pour réduire les pertes pour les charges fortement fluctuantes comme les sources PV et éolienne ainsi que le stockage qui lui est en partie corrélé.
- Possibilité de fonctionnement en mode dégradé pour garantir une continuité de service.
- Faible interférence avec les composants parasites du réseau (cf stabilité du réseau).
- Pour l'interfaçage entre les deux bus, possibilité d'un rapport de transformation élevé.

Le convertisseur multicellulaire parallèle paraît être un des convertisseurs innovants adapté à cette problématique, car il offre une bonne intégration, une fréquence apparente élevée par rapport à la fréquence réelle et une réalisation modulaire. Son contrôle est néanmoins plus délicat. Les champs d'investigation que nous pouvons ouvrir sont :

- La commande directe en courant et/ou l'optimisation d'une commande vectorielle dans le but d'améliorer le suivi en transitoire de la variable de sortie mais surtout des variables internes de flux ;
- La minimisation du nombre de capteurs soit pour réduire le coût, soit pour assurer un fonctionnement redondant permettant un mode dégradé. Dans cette thématique et en liaison avec la précédente, il est également intéressant d'aborder le choix des capteurs
- La commande en fonctionnement dégradé et/ou à faible charge sur un nombre réduit de cellules ;
- La commande en fonctionnement dégradé

- L'utilisation des cellules élémentaires pour réaliser des convertisseurs de type hacheur simple bras, hacheur ou onduleur monophasé double bras (connexion au réseau) et également de type alimentation isolée pour la liaison entre les deux bus DC (changement de tension important)
- La définition d'un coupleur spécifique dont le cahier des charges aura été révélée par les études précédentes.
- De même pour l'implantation des composants du convertisseur dans le but de réduire les interférences du convertisseur avec son environnement proche.

Horizon : 3 ans

Moyens nécessaires :

Ce sujet est en grande partie couvert par la thèse de Khaled Tamizi « Control of multicellular power converters for microgrids application » cofinancée par l'Université Paris Sud et le ministère des affaires étrangères (pour ses liens avec la Palestine). Elle est dirigée par Eric Labouré et encadrée par moi-même.

Outre nos forces propres (Eric Labouré, Pierre-Etienne Levy), ce sujet peut amener des coopérations

- Inter pôle avec le pôle actionneur pour la définition de coupleurs adaptés aux exigences spécifiées ;
- Inter labo avec le L2S et/ou l'ENSEA pour la synthèse d'observateurs.

Guichets possibles :

III.2 Stabilité du réseau DC avec prise en compte de ses imperfections :

Sur le même principe que les réseaux AC, le réseau DC peut être structuré autour de boucles de réglage gérant des échelles de temps différentes. Le temps court est géré localement et peut suivre une loi où la tension au nœud diminue avec la puissance. Le temps plus long correspond à un étage de supervision qui réalloue des consignes de tension pour ramener le bus proche de sa valeur de référence et choisit les références de chaque source [ref 2.3 6 - ref 2.3 7]. A cela s'ajoute, qu'en particulier dans le cadre d'un réseau DC un peu étendu, il faudra tenir compte des inductances de câblage. Or, de nombreuses charges fonctionnent à puissance soutirée constante ce qui amène un comportement potentiellement déstabilisant (résistance dynamique négative dépendant de la puissance) [ref 2.3 8 - ref 2.3 12].

Les points à traiter sont :

- En relation avec l'axe précédent, le type de sortie vers le réseau DC (tension ou courant), ainsi que la valeur du filtrage induisant la non apparition des phénomènes oscillatoires sur le bus DC ou tout le moins amenant le plus facilement son amortissement. De même le choix des capteurs et de leur emplacement revêt un aspect crucial. Si certains capteurs doivent être disséminés, se posera le problème de leur alimentation (par grappillage) et du transfert de données (résolution, bande passante, retards incertains).
- La mise au point d'une commande locale robuste vis-à-vis des incertitudes : celles-ci peuvent être liées à l'architecture du réseau (connection et déconnection des charges) ou aux puissances soutirées/prélevées par les autres contributeurs.
- La mise au point d'une supervision efficace malgré des transferts d'informations décalés.
- La mise au point d'observateurs des grandeurs non mesurées (cf placement des capteurs)

Horizon : 6 ans

Moyens nécessaires :

Ce sujet est à travailler avec des automaticiens (L2S) en particulier pour l'aspect « système sous-actionné ». De fait, le nombre de variables d'états risque d'être élevé dès lors que le système sera étendu et le nombre de nœuds contrôlé sera peut-être insuffisant.

Il doit conduire à des preuves de concept sur un réseau DC à échelle de puissance réduite.

Guichets possibles :

ANR, FUI, Cifre

III.3 Gestion du réseau DC :

Dans ce troisième volet, les points qui pourront être étudiés sont:

- L'amélioration de la prévision des incertitudes au niveau local tant en termes de charge que de météorologies et d'impact sur le productible.
- Modèle de couplage thermique entre les sources/charges et les besoins thermiques.
- Une meilleure connaissance des comportements de l'utilisateur et des leviers qui le font devenir proactif dans le lissage de la demande et la réduction du coût de l'énergie.
- Des méthodes mathématiques pour optimiser la gestion du réseau sur le long terme en intégrant les contraintes technologiques.
- Mise en œuvre et validation des modèles et des méthodes d'optimisation sur une plateforme expérimentale à échelle réduite.

Horizon : 6 ans

Moyens nécessaires :

Le pilotage de la flexibilité est à travailler avec des météorologues (LMD - Laboratoire de Météorologie Dynamique) pour les prévisions des productibles, des mathématiciens (CMAP - Centre de Mathématiques Appliquées) pour des méthodes d'optimisation des consommations et des automaticiens (L2S) pour le passage des méthodes vers le temps réel ainsi que d'un laboratoire des sciences sociales pour l'acceptabilité des modifications d'usage et la prise en main par l'utilisateur d'une partie de la gestion de son réseau (décalage des charges). Ce dernier aspect d'acceptabilité de l'innovation par l'habitant, voire de bonne synergie avec elle est certainement le point plus important pour la réussite d'une telle mutation. A ces partenaires académiques, s'ajoute la nécessité de collaborer avec des opérateurs comme ERDF ou GRDF.

Cet axe doit conduire à des preuves de concept sur un réseau DC à échelle réduite en puissance et en temps. L'impact des stratégies sur les charges thermiques sera probablement simuler (software in the loop), ce qui amène à développer un modèle de couplage thermique pertinent.

Guichets possibles :

ANR, FUI, Cifre

Par ailleurs, mon expérience industrielle antérieure ainsi que les activités pluridisciplinaires que j'ai menées doivent me permettre d'aider le laboratoire à pérenniser et d'approfondir ses liens avec l'industrie.

- Un premier axe concerne l'électronique de puissance et la prise en compte des nouveaux composants à grands gaps. Je me propose d'être, avec d'autres collègues du GeePs, un point d'appui pour approfondir nos relations avec l'open-lab de PSA ainsi que l'institut Vedecom - Fondation Moveotec (recharge des VE, etc)
- Un second axe couvre la mise au point de contrôles pour des applications spécifiques en traitant les aspects de conception, de tolérance aux défauts et de mise en œuvre. Cette aide experte au sein du laboratoire s'entoure également d'autres collègues. C'est bien sur ce point que j'explicite une perspective d'action que je pourrai mener avec mes collègues qui conçoivent des systèmes actionnés par des composants piezo-électriques.

III.4 Actionneur piézoélectrique auto sensible

A cette perspective, je voudrais ajouter celle d'ouvrir mon champ, au moins applicatif, vers d'autres horizons. Un thème que j'ai pu identifier au laboratoire est la commande sans capteur de position d'un actionneur piézoélectrique [ref 2.3 15 , ref 2.3 16]. Pour des raisons d'intégration et/ou de coût, il peut s'avérer judicieux d'investir la double utilisation du matériau piézoélectrique comme actionneur et comme capteur. De fait, l'effet piézo-électrique est double : si l'application d'une tension déforme le cristal, la déformation de celui-ci induite par le déplacement du système actionné produit une tension de réaction. Il est donc légitime de s'appuyer sur celui-ci pour rechercher un observateur de la position du système en se restreignant aux grandeurs mesurables : tension et courant de l'élément piézoélectrique. Il nous faudra étudier l'observabilité du système en fonction des mesures accessibles. Puis, de manière duale à la partie purement commande, nous chercherons à concevoir la rétroaction permettant de garantir la stabilité et la bande passante acceptables pour reconstruire une information utilisable par la boucle de contrôle. Les algorithmes d'observateur envisagés sont les observateurs de Kalman, Kalman étendu et par modes glissants. La commande sans capteur de position d'actionneurs piézoélectriques envisagée dans cette action aborde un terrain peu défriché : elle présente donc un niveau de risque élevé mais offre de belles perspectives applicatives tant dans le projet proprement dit que dans d'autres systèmes difficiles à instrumenter. Son succès permettrait une avancée collective significative.

Me confronter ainsi à d'autres personnes (mécaniciens et spécialistes des matériaux) aux façons de fonctionner forcément différentes me procurera une nouvelle fenêtre me permettant de revoir et d'enrichir mes pratiques, ce qui me réjouit par avance.

Guichets possibles :

ANR, Cifre

*« Lire n'est pas nécessaire pour le corps, seul l'oxygène l'est, mais un bon livre oxygène
l'esprit. »
Dany Laferrière, in L'art presque perdu de ne rien faire*

IV Bibliographie :

IV.1 Gestion de puissance : électro-générateur à base de PàC :

ref 2.1.1 2	“Key World Energy STATISTICS 2014”, International Energy Agency (IEA)
ref 2.1.1 3	« Changements climatiques 2013 - Les éléments scientifiques : Résumé à l'intention des décideurs » Contribution du Groupe de travail I au cinquième Rapport d'évaluation du Groupe d'experts intergouvernemental sur l'évolution du climat (GIEC)
ref 2.1.1 4	“A Roadmap for moving to a competitive low carbon economy in 2050”, communication from the commission, COM(2011) 112 final, Brussels, 8.3.2011
ref 2.1.1 5	« Vers un mix électrique 100% renouvelable en 2050 », rapport ADEME 2015
ref 2.1.1 6	« Analyse du rôle du transport de gaz naturel dans l'économie de l'hydrogène en France », E-CUBE STRATEGY CONSULTANTS, mars 2013
ref 2.1.1 7	K. Sekizawa, N. Kitamura, K. Manabe, Y. Nonobe, M. Kizaki, and K. Kojima, “Recent Advances in TOYOTA FCHV-adv Fuel Cell System”, ECS Transactions, vol. 33, 2010, pp. 1947-1957.
ref 2.1.1 8	Konno, N., Mizuno, S., Nakaji, H., and Ishikawa, Y., “Development of Compact and High-Performance Fuel Cell Stack”, SAE Int. J. Alt. Power. 4(1):2015, doi:10.4271/2015-01-1175.
ref 2.1.1 9	P. Fontela, A. Soria, and al., “Airport electric vehicle powered by fuel cell”, Journal of Power Sources, Elsevier, Vol. 169, 2007, pp.184-193.
ref 2.1.1 10	“DLR, Airbus demo fuel cell backup in flight”, Fuel Cells Bulletin, Volume 2008, Issue 4, April 2008, Page 3.
ref 2.1.1 11	J. Brouwer, “On the role of fuel cells and hydrogen in a more sustainable and renewable energy future”, Current Applied Physics, Volume 10, Issue 2, Supplement, March 2010, Pages S9-S17.

ref 2.1.1 12	K. Sekizawa, N. Kitamura, K. Manabe, Y. Nonobe, M. Kizaki, and K. Kojima, Recent advances in TOYOTA FCHV-adv fuel cell system ECS Trans. 33 (1), 1947 (2010).
ref 2.1.1 13	R. Lin, B. Li, Y.P. Hou, J.M. Ma Investigation of dynamic driving cycle effect on performance degradation and micro-structure change of PEM fuel cell International Journal of Hydrogen Energy, Volume 34, Issue 5, March 2009, Pages 2369-2376
ref 2.1.1 14	P. Lin, P. Zhou, C.W. Wu, A high efficient assembly technique for large PEMFC stacks: Part I. Theory Journal of Power Sources, Volume 194, Issue 1, 20 October 2009, Pages 381-390
ref 2.1.1 15	P. Corbo, F. Migliardini, O. Veneri, Performance investigation of 2.4 kW PEM fuel cell stack in vehicles Int. J. Hydrogen Energy, 32, 4340 (2007).
ref 2.1.1 16	Toufik AZIB, « Contribution à l'Etude d'Electro-générateurs à Pile à Combustible - Conceptions d'Architectures et de Leurs Commandes », thèse de doctorat de l'Université Paris Sud (spécialité : physique), soutenue le 14 décembre 2010.
ref 2.1.1 17	Emmanuel Frappé Architecture de convertisseur statique tolérante aux pannes pour générateur pile à combustible modulaire de puissance-traction 30kW Université Paris Sud - Paris XI, soutenue le 17/12/2012
ref 2.1.1 18	B. Wahdame, L. Girardot, D. Hissel, F. Harel F. Harel, X. François, D. Candusso, M. C. Péral, and L. Dumercy “Impact of power converter current ripple on the durability of a fuel cell stack”, Int. Symposium on Industrial Electronics, IEEE-ISIE08, July. 2008, pp.1495–1500.
ref 2.1.1 19	F. Harel, X. François, D. Candusso, M-C. Péra, D. Hissel, and J-M. Kauffmann, “PEMFC durability test under specific dynamical current solicitation linked to vehicle road cycle”, Fuel Cells from Fundamentals to Systems, Wiley-VCH, Vol. 7, Issue 2, April 2007, pp 142-152.
ref 2.1.1 20	B. Wahdame, D. Candusso, X. François, F. Harel, M.C. Péra, D. Hissel, and J.-M. Kauffmann, “Comparison between two PEM fuel cell durability tests performed at constant current under solicitations linked to transport mission profile”, Int. Journal of Hydrogen Energy, Vol.33, No.14, Jul. 2008, pp.3829-3836.
ref 2.1.1 21	Mestan Tekin, Daniel Hissel, Marie-Cécile Pera, Jean Marie Kauffmann, “Energy-Management Strategy for Embedded Fuel-Cell Systems Using Fuzzy Logic”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no. 1, pp. 595-603, Feb 2007.
ref 2.1.1 22	N. Guillet, et al., “Scientific and Technological Progress Toward the Development of an 80kWe PEM Fuel Cell System for Transport Applications”,

	Symposium. EVS-23, Anaheim USA, Dec. 2007.
ref 2.1.1 23	P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, “Dynamic behaviour of hydrogen fuel cells for automotive application”, Elsevier, Renewable Energy, Vol.34, No.8, Aug. 2009, pp.1955-1961.
ref 2.1.1 24	P. Thounthong, P. Sethakul, Analysis of a Fuel Starvation Phenomenon of a PEM Fuel Cell, Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, pp. 731 - 738, DOI: 10.1109/PCCON.2007.373048
ref 2.1.1 25	R. Talj, D. Hissel, R. Ortega, M. Becherif and M. Hilairret, “Experimental validation of a PEM fuel-cell reduced-order model and a moto-compressor higher order sliding-mode control”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 57, No.6, pp. 1906-1913, 2010.
ref 2.1.1 26	L. Schindele, M. Braun, H. Spath, The influence of power electronic dynamics on PEM fuel cell-system, 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, 2005, pp 1-9, DOI: 10.1109/EPE.2005.219540
ref 2.1.1 27	Akira Taniguchi, Tomoki Akita, Kazuaki Yasuda, Yoshinori Miyazaki, Analysis of electrocatalyst degradation in PEMFC caused by cell reversal during fuel starvation, Journal of Power Sources, Volume 130, Issues 1–2, 3 May 2004, Pages 42-49
ref 2.1.1 28	Akira Taniguchi, Tomoki Akita, Kazuaki Yasuda, Yoshinori Miyazaki, Analysis of degradation in PEMFC caused by cell reversal during air starvation, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 33, Issue 9, May 2008, Pages 2323-2329
ref 2.1.1 29	M. Inaba, T. Kinumoto, M. Kiriake, R. Umebayashi, A. Tasaka and Z. Ogumi, “Gas crossover and membrane degradation in polymer electrolyte fuel cells”, Electrochimica Acta, Vol.51, pp.5746–5753, 2006.
ref 2.1.1 30	Mathias Gerard, Jean-Philippe Poirot-Crouvezier, Daniel Hissel, Marie-Cécile Pera, Oxygen starvation analysis during air feeding faults in PEMFC, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 35, Issue 22, November 2010, Pages 12295-12307
ref 2.1.1 31	G. Hoogers, Fuel Cell Technology Handbook, CRC Press, Ch10, Oct. 2002, ISBN: 0768007062.
ref 2.1.1 32	Haimin Tao, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix, “Line-Interactive UPS Using a Fuel Cell as the Primary Source”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, no. 8, pp. 3012-3021, August 2008.
ref 2.1.1 33	Haroune Aouzellag, Kaci Ghedamsi, Djamel Aouzellag, “Energy management and fault tolerant control strategies for fuel cell/ultra-capacitor hybrid electric vehicles to enhance autonomy, efficiency and life time of the fuel cell system”, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 40, Issue 22, 15 June 2015, Pages 7204- 7213
ref 2.1.1 34	B. Vural, A.R. Boynuegri, I. Nakir, O. Erdinc, A. Balikci, M. Uzunoglu, H. Gorgun, S. Dusmez,

	<p>“Fuel cell and ultra-capacitor hybridization: A prototype test bench based analysis of different energy management strategies for vehicular applications”, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 35, Issue 20, October 2010, Pages 11161-11171</p>
ref 2.1.1 35	<p>B. Destraz, P. Barrade, and A. Rufer, “Power Assistance for Diesel – Electric Locomotives with Supercapacitive Energy Storage”, Power Electronics Specialists Conference, IEEE-PESC’04, 2004.</p>
ref 2.1.1 36	<p>A. Schneuwly, M. Bärtschi, V. Hermann, G. Sartorelli, R. Gallay, and R. Kötz, “BOOSTCAP Double-Layer Capacitors for Peak Power Automotive Applications”, Proc. of the 2nd Int. Advanced Automotive Battery Conference, AABC, Feb. 2002.</p>
ref 2.1.1 37	<p>R. Kötz, S. Müller, M. Bärtschi, B. Schnyder, P. Dietrich, F. N. Büchi, and A. Tsukada, “Supercapacitors for Peak-Power Demand in Fuel-Cell-Driven Cars”, The Electrochemical Society, Pennington, NJ, ECS Proceedings, Vol.4, 2001, pp. 564.</p>
ref 2.1.1 38	<p>A. Jaafar, C. Turpin, X. Roboam, E. Bru, O. Rallieres, “Energy management of a hybrid system based on a fuel cell and a Lithium Ion battery: Experimental tests and integrated optimal design”, Mathematics and Computers in Simulation, February 2016</p>
ref 2.1.1 39	<p>Roberto Álvarez Fernández, Fernando Beltrán Cilleruelo, Iñaki Villar Martínez “A new approach to battery powered electric vehicles: A hydrogen fuel-cell-based range extender system”? International Journal of Hydrogen Energy, Volume 41, Issue 8, 2 March 2016, Pages 4808-4819</p>
ref 2.1.1 40	<p>Dawei Gao, Zhenhua Jin, Junzhi Zhang, Jianqiu Li, Mingguo Ouyang, “Development and performance analysis of a hybrid fuel cell/battery bus with an axle integrated electric motor drive system”, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 41, Issue 2, 12 January 2016, Pages 1161-1169</p>
ref 2.1.1 41	<p>P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, “Control Algorithm of Fuel Cell and Batteries for Distributed Generation System”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 2008, Vol. 23, no. 1, pp. 148 - 155, DOI: 10.1109/TEC.2006.888028</p>
ref 2.1.1 42	<p>F. Giulii, Capponi, M. Cacciato, “Using Super Capacitors in combination with Bi-Directional DC/DC Converters for Active Load Management in Residential Fuel Cell Applications”, 1st European Symposium on Supercapacitors, IEEE-ESSCAP’04, 2004.</p>
ref 2.1.1 43	<p>M. Cacciato, F. Caricchi, F. Giuhlii, and E. Santini, “A critical evaluation and design of bi-directional DC/DC converters for supercapacitors interfacing in fuel cell applications”, in Proc. Industry Applications Conf., IEEE IAS 2004, Oct. 2004, Vol.2, pp. 1127-1133.</p>
ref 2.1.1 44	<p>Z. Jiang, L. Gao, M.J. Blackwelder, and R.A. Dougal, “Design and experimental tests of control strategies for active hybrid fuel cell/battery power sources”, J. Power Sources, Vol.130, 2004, pp. 163-171.</p>

ref 2.1.1 45	P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 6, Dec. 2008.
ref 2.1.1 46	H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, “Line-Interactive UPS Using a Fuel Cell as the Primary Source”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 8, Aug. 2008.
ref 2.1.1 47	M. Becherif, Y. Ayad, and A. Miraoui, “Modeling and Passivity-based Control of Hybrid Sources: Fuel Cells and Super-Capacitors”, Industry Applications Conference, IEEE-IAS’06, 2006, pp.1134 – 1139.
ref 2.1.1 48	K. Jin, X. Ruan, M. Yang, M. Xu, “A Hybrid Fuel Cell Power System”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 56, no. 4, pp. 1212-1222, April 2009.
ref 2.1.1 49	Z. Jiang, and R.A. Dougal, “A Compact Digitally Controlled Fuel Cell/Battery Hybrid Power Source”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, 2006, pp. 1094-1104.
ref 2.1.1 50	A. Hajizadeh, and M. A. Golkar, “Intelligent power management strategy of hybrid distributed generation system”, Elsevier, Electrical Power and Energy System, 2007, pp.783–795.
ref 2.1.1 51	J. Moreno, M. E. Ortúzar, and J. W. Dixon, “Energy-Management System for a Hybrid Electric Vehicle, Using Ultracapacitors and Neural Networks”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 2, Apr. 2006, pp.614-623.
ref 2.1.1 52	J.N. Marie-Francoise, H. Gualous, R. Outbib, and A. Berthon, “42V Power Net with supercapacitor and battery for automotive applications”, Elsevier, Journal of Power Sources, Vol.143, 2005, pp.275–283.
ref 2.1.1 53	P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, “Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications”, Journal of Power Sources, Vol.193, No.1, Aug. 2009, pp.376-385.
ref 2.1.1 54	C. A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martínez-Salamero, “Minimum Fuel Consumption Strategy for PEM Fuel Cells”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, NO. 3, March 2009.
ref 2.1.1 55	A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, “Implementation of a Flatness Based Control for a Fuel Cell-Ultracapacitor Hybrid System”, Power Electronics Specialists Conference, IEEE-PESC’07, June 2007.
ref 2.1.1 56	A. Jaafar, C. R. Akli, B. Sareni, X. Roboam, A. Jeunesse “Sizing and Energy Management of a Hybrid Locomotive Based on Flywheel and Accumulators”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, October 2009, Vol. 58, no.8, pp. 3947 - 3958, DOI: 10.1109/TVT.2009.2027328

ref 2.1.1 57	J. Bernard, S. Delprat, F. Büchi, T. Guerra, “Fuel-Cell Hybrid Powertrain: Toward Minimization of Hydrogen Consumption”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, Vol. 58, no. 7, pp. 3168 - 3176, DOI: 10.1109/TVT.2009.2014684
ref 2.1.1 58	A. Ravey, B. Blunier, S. Lukic, A. Miraoui Control strategy of fuel cell hybrid electric vehicle based on driving cycle recognition, 2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), pp. 1 - 5, DOI: 10.1109/ITEC.2012.6243506
ref 2.1.1 59	M. G. Simoes, B. Blunier, A. Miraoui, “Fuzzy-Based Energy Management Control: Design of a Battery Auxiliary Power Unit for Remote Applications” IEEE Industry Applications Magazine, 2014, Vol. 20, no.4, pp. 41 - 49, DOI: 10.1109/MIAS.2013.2288375
ref 2.1.1 60	C. Turpin, D. Van Laethem, B. Morin, O. Rallières, X. Roboam, O. Verdu, V. Chaudron Modelling and analysis of an original direct hybridization of fuel cells and ultracapacitors ELSEVIER, Mathematics and Computers in Simulation, In Press, Available online 23 October 2015
ref 2.1.1 61	B. Morin, D. van Laethem, C. Turpin, O. Rallières, S. Astier, A. Jaafar, O. Verdu, M. Plantevin, V. Chaudron, Direct hybridization fuel cell—ultracapacitors, Fuel Cells (from fundamentals to systems), vol. 14, no. 3, june 2014, pp. 500–507.
ref 2.1.1 62	Simon Howroyd, Rui Chen Powerpath controller for fuel cell & battery hybridization International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 41, no. 7, 23 February 2016, pp. 4229-4238
ref 2.1.1 63	Akira Nishizawa, Josef Kallo, Olivier Garrot, Jörg Weiss-Ungethüm Fuel cell and Li-ion battery direct hybridization system for aircraft applications, Journal of Power Sources, Vol. 222, 15 January 2013, pp. 294-300
ref 2.1.1 64	M. Hinaje, S. Raël, J.-P. Caron, B. Davat “An innovating application of PEM fuel cell: Current source controlled by hydrogen supply” International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 37, no. 17, September 2012, pp. 12481- 12488
ref 2.1.1 65	Peter B Jones, J.Barry Lakeman, Gary O Mepsted, Jon M Moore, A hybrid power source for pulse power applications, Journal of Power Sources, Volume 80, Issues 1–2, July 1999, Pages 242-247
ref 2.1.1 66	Louis P Jarvis, Terrill B Atwater, Peter J. Cygan, Fuel cell/electrochemical capacitor hybrid for intermittent high power applications Journal of Power Sources, Vol. 79, no. 1, May 1999, pp. 60-63
ref 2.1.1 67	M. Garcia-Arregui, C. Turpin, S. Astier, Direct connection between a fuel cell and ultracapacitors, International Conference on Clean Electrical Power, 2007. ICCEP '07, pp. 474 - 479, DOI: 10.1109/ICCEP.2007.384257
ref 2.1.1 68	Frano Barbir, PEM Fuel Cells : Theory and Practice,

	Academic Press, 2nd Edition, 09 Nov 2012, ISBN9780123877109
ref 2.1.1 69	Hamid Galous et Roland Gallay, “Application des supercondensateurs”, Techniques de l’ingénieur, D3335, 10 août 2007.
ref 2.1.1 70	S. Kundu, M. W. Fowler, L. C. Simon, R. Abouatallah and N. Beydokhti, “Degradation analysis and modeling of reinforced catalyst coated membranes operated under OCV conditions”, Journal of Power Sources, Vol.183, pp.619–628, 2008.
ref 2.1.1 71	A. Ravey, B. Blunier, A. Miraoui, Control Strategies for Fuel-Cell-Based Hybrid Electric Vehicles: From Offline to Online and Experimental Results, IEEE Transactions on Vehicular Technology, July 2012, Volume: 61, Issue: 6, pp. 2452 - 2457, DOI: 10.1109/TVT.2012.2198680
ref 2.1.1 72	P. Thounthong, S. Pierfederici, JP Martin, M. Hinaje, B. Davat, Modeling and control of fuel cell/supercapacitor hybrid source based on differential flatness control, IEEE Transactions on Vehicular Technology 59 (6), 2700-2710
ref 2.1.1 73	A. Bouscayrol, B. Davat, B. De Fornel (b.), B. François, J.-P. Hautier, F. Meibody- tabar, et M. Pietrzak-david Multimachine multiconverter system: application for electromechanical drives, European Physics Journal, Applied Physics, vol. 10, no 2, p. 131-147, May 2000.
ref 2.1.1 74	Walter Lhomme, Philippe Delarue, Alain Bouscayrol, Philippe Barrade La REM, formalisme multiphysique de commande de systèmes énergétiques - REM et commande par inversion d’un ascenseur à traction électrique Techniques de l’ingénieur, D3066, 10 nov. 2014.
ref 2.1.1 75	A. Rufer, P. Barrade, A supercapacitor-based energy-storage system for elevators with soft commutated interface, IEEE transaction on Industry Applications, Sept/Oct. 2002, Vol. 38, no. 5, pp. 1151 - 1159.
ref 2.1.1 76	S. Lemofouet, A. Rufer, A Hybrid Energy Storage System Based on Compressed Air and Supercapacitors With Maximum Efficiency Point Tracking, IEEE transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 4 pp. 1105 - 1115, 2006
ref 2.1.1 77	A.-L. Allegre, A. Bouscayrol (a.), P. Delarue, P. Barrade, E. Chattot et S. El Fassi Energy storage system with supercapacitor for an innovative subway IEEE trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no 12, p. 4001-4012, December 2010.
ref 2.1.1 78	I. Horrein (I.), A. Bouscayrol (a.) et S. El Fassi Thermal energetic model of an internal combustion engine for an energetic simulation of thermal vehicle. IEEE-VPPC’12, Seoul, Korea, October 2012.
ref 2.1.1 79	L. Boulon, A. Bouscayrol, D. Hissel, O. Pape et M.-C. Péra Inversion-based control of an highly redundant military HEV. IEEE trans. on Vehicular Technology, vol. 62, no 2, p. 500-510, February 2013.

ref 2.1.1 80	C. R. Akli, X. Roboam, B. Sareni, and A. Jeunesse, “Energy management and sizing of a hybrid locomotive”, in Proc. 12th EPE, 2007, pp. 8–49.
ref 2.1.1 81	D. Candusso, F. Harel, A. De Bernardinis, X. Francois, M.-C. Péra, D. Hissel, P. Schott, G. Coquery, J.-M. Kauffmann, Int. J. Hydrogen Energy, 31, 1019 (2006).
ref 2.1.1 82	A. De Bernardinis, F. Harel, L. Girardot, D. Candusso, D. Hissel, X. François, G. Coquery, S. Besse, Experimental Dynamic Performance of a 30kW 90Cell PEFC Stack under Transportation Load Cycle Constraints, in EFCF 2009, Lucerne, Switzerland, 2009, pp. 1-16.
ref 2.1.1 83	S. Knights, J. Power Sources, 127, 127 (2004).
ref 2.1.1 84	N. Yousfi-Steiner, P. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, A. Aslanides, J. Power Sources, 183, 260 (2008).
ref 2.1.1 85	H. Li, Y. Tang, Z. Wang, Z. Shi, S. Wu, D. Song, J. Zhang, K. Fatih, J. Zhang, H. Wang, Z. Liu, R. Abouatallah, A. Mazza, J. Power Sources, 178, 103 (2008).
ref 2.1.1 86	Y. Park and J. Caton, Development of a PEM stack and performance analysis including the effects of water content in the membrane and cooling method, Journal of Power Sources, vol. 179, 2008, pp. 584-591
ref 2.1.1 87	B. Wahdame, D. Candusso, F. Harel, X. François, M.-C. Péra, D. Hissel, J.-M. Kauffmann, J. Power Sources, 182, 429 (2008).
ref 2.1.1 88	J. Ramousse, K.P. Adzakpa, Y. Dubé, K. Agbossou, M. Fournier, A. Poulin, M. Dostie, J. Fuel Cell Sci. Technol, 7, 041006 (2010).
ref 2.1.1 89	R. Eckl, W. Zehner, C. Leu, and U. Wagner, Experimental analysis of water management in a self-humidifying polymer electrolyte fuel cell stack, Journal of Power Sources, vol. 138, 2004, pp. 137-144.
ref 2.1.1 90	A. Hernandez, R. Outbib, and D. Hissel, Diagnostic d'une pile à combustible PEMFC. Une approche statistique, Journal Européen des Systèmes Automatisés, vol. 42, 2008, pp. 1225-1277.
ref 2.1.1 91	J.P. Owejan, T.A. Trabold, D.L. Jacobson, D.R. Baker, D.S. Hussey, M. Arif, Int. J. Heat and Mass Transfer, 49, 4721 (2006).
ref 2.1.1 92	N. Fouquet, C. Doulet, C. Nouillant, G. Dauphin-Tanguy, B. Ould-Bouamama, Journal of Power Sources, Vol. 159, no. 2, 22 September 2006, pp. 905-913.159, 905.
ref 2.1.1 93	G. Mulder, F. Deridder, P. Coenen, D. Weyen, A. Martens, Int. J. Hydrogen Energy, 33, 5728 (2008).
ref 2.1.1 94	G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, A large signal dynamic circuit model of a H ₂ /O ₂ PEM fuel cell: description, parameter identification and exploitation, in Proc. of FDFC 2008, Nancy, France, 2008.

ref 2.1.1 95	J. Jang, H. Chiu, W. Yan, W. Sun, J. Power Sources, 180 (1), 476 (2008).
ref 2.1.1 96	M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, Online humidification diagnosis of a PEMFC using a static DC–DC converter International Journal of Hydrogen Energy, Volume 34, Issue 6, March 2009, Pages 2718-2723
ref 2.1.1 97	K. Strasser, H ₂ /O ₂ -PEM-fuel cell module for an air independent propulsion system in a submarine, Handbook of fuel cells, edited by John Wiley & Sons (2003), Pages: 1202–1214.
ref 2.1.1 98	J. Schulte, System and method for bypassing failed stacks in a multiple stack fuel cell. US Patent App. 20060127710, Published on June 15, 2006.
ref 2.1.1 99	J. Ronne, R. C. Mihai, M. Shi, Fault management in a fuel cell-based system. US Patent App. 7862947B2, Published on 4 Jan 2011.
ref 2.1.1 100	D. Candusso, A. De Bernardinis, M.-C. Péra, F. Harel, X. François, D. Hissel, G. Coquery, J.-M. Kauffmann, Energy Convers. Manage. 49, 880 (2008).
ref 2.1.1 101	A. De Bernardinis, D. Candusso, F. Harel, X. François, G. Coquery, Energy Convers. Manage. 51 (5), 1044 (2010).
ref 2.1.1 102	J.-P. Poirot-Crouvezier, F. Roy, GENEPAC Project: Realization of a fuel cell stack prototype dedicated to the automotive application, in WHEC, Lyon, France, 2006, pp. 1-5.
ref 2.1.1 103	Francis Roy et al. GENEPAC : pile à combustible à membrane échangeuse de protons PEMFC Techniques de l'ingénieur, in52, 10 août 2013
ref 2.1.1 104	N. Rajalakshmi, S. Pandiyan, K.S. Dhathathreyan Design and development of modular fuel cell stacks for various applications International Journal of Hydrogen Energy, Volume 33, Issue 1, January 2008, pp. 449-454
ref 2.1.1 105	L. Palma, P. N. Enjeti A Modular Fuel Cell, Modular DC–DC Converter Concept for High Performance and Enhanced Reliability IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, Volume: 24, Issue: 6, pp. 1437 - 1443, DOI: 10.1109/TPEL.2009.2012498
ref 2.1.1 106	Schunk Bahn- und Industrietechnik GmbH Manual for Schunk Fuel Cell Stacks FC-42 FC-08
ref 2.1.1 107	R.W.A.A. De Doncker, D. M. Divan, M. H. Kheraluwala, IEEE Trans. Ind. Appl., 27, 63 (1991).
ref 2.1.1 108	M. H. Kheraluwala, R. W. Gascoigne, D. M. Divan, E. D. Baumann, IEEE Trans. Ind. Appl., 28, 1294 (1992).
ref 2.1.1 109	H. Bai, C. Mi, IEEE Trans. Power Electron., 23 (6), 2905 (2008).
ref 2.1.1 110	F. Krismer, S. Round, J. W. Kolar, Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range,

	in Proc. Power Electronics Specialists Conference, PESC'06, 2006.
ref 2.1.1 111	S. Mariethoz, A. Rufer, Multisource DC-DC converter for the supply of hybrid multilevel converter, Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting, vol. 2, pp. 982-987, Oct. 2006.
ref 2.1.1 112	C. Zhao, S. D. Round, J. W. Kolar, IEEE Trans. Power Electronics, 23 (5), 2443 (2008).
ref 2.1.1 113	O. Rallieres, J. Mulot, D. Hissel, C. Turpin, F. Harel, M.-C. Péra, G. Fontes, S. Astier, Impact des ondulations de courant générées par un convertisseur DC-DC boost sur une pile à combustible PEM, in Proc. of Electrotechnique du Futur 2011, Belfort, France, 2011 (in French).
ref 2.1.1 114	V. Croulard, G.-W. Baptiste, A. Durville, Double resonance electronic converter, US Patent Application Publication, US 2003/0231514A1, Publication date: 18 December 2003.
ref 2.1.1 115	M. Zainea, E. Godoy, H. Cormerais, J. Buisson, H. Guéguen, A double resonance generator simulation using a hybrid approach, in Proc. EPE 2005 Conference, Dresden, Germany, 2005.
ref 2.1.1 116	A. De Bernardinis, S. Butterbach, R. Lallemand, A. Jeunesse, G. Coquery, and P. Aubin, Double resonant converter topology with fast switching semiconductors for lead-acid battery charger used in hybrid electric locomotive, in IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Gdansk, Poland, 2011, pp. 239-244.
ref 2.1.1 117	Y. Lembeye, V. D. Bang, G. Lefevre, J.-P. Ferrieux, IEEE Trans. Energy Conversion, 24 (1), 203 (2009).
ref 2.1.1 118	M. Nymand, M. A. E. Andersen, IEEE Trans. Industrial Electronics, 57 (2), 505 (2010).
ref 2.1.1 119	H. Benqassmi, J.-P. Ferrieux, J. Barbaroux, Current-source resonant converter in power factor correction, in Proc. PESC'97. IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1997, pp. 378-384.
ref 2.1.1 120	J.-F. Chen, R.-Y. Chen, T.-J. Liang, Power Electronics IEEE Transactions on, 23, (1), 379 (2008).
ref 2.1.1 121	R.-Y. Chen, T.-J Liang, J.-F. Chen, R.-L. Lin, K.-C. Tseng, Industry Applications, IEEE Transactions on, 44 (4), 1218 (2008).

IV.2 Gestion de puissance : entraînement de vitesse d'une MS triphasée :

ref2.1.2 1	Pierre Estival, « Concept Innovant d'Actionneur Electromécanique pour la Commande de Vol d'Hélicoptère de Nouvelle Génération »,
------------	---

	2015.
ref2.1.2 2	M'hamed Belhadi, « Étude de machines à réluctance variable pour une application de traction électrique : réduction des ondulations de couple et des efforts radiaux », 2015.
ref2.1.2 3	Maya Hage Hassan, « Méthodologies de conception optimale de systèmes de conversion électromécanique », 2014.
ref2.1.2 4	Mohamed Khanchoul, « Contribution au développement de la partie électromécanique d'un compresseur pour climatisation de véhicule électrique », 2012.
ref2.1.2 5	Laid Idoughi, « Extraction de modèles thermiques simplifiés des machines électriques à partir d'un calcul du champ de températures », 2011.
ref2.1.2 6	Zaatar MAKNI, « Contribution au Développement d'un Outil d'Analyse Multiphysique pour la Conception et l'Optimisation d'Actionneurs Électromagnétiques », 2006
ref2.1.2 7	Francis Roy, « Optimisation énergétique de chaînes de traction électrifiées », 2015.
ref2.1.2 8	Sidath Diao, « Synthèse de commande tolérante aux défauts améliorant le coût ou la disponibilité des systèmes critiques, à moteur triphasé, utilisés dans l'automobile », 2014.
ref2.1.2 9	Ahmad Akrad, « Analyse et synthèse d'un contrôleur numérique pour la commande tolérante aux défauts du capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », 2011.
ref2.1.2 10	Hala Hannoun, « Etude et mise en oeuvre de lois de commande de la machine à réluctance variable à double saillance », 2008.
ref2.1.2 11	Jinan Harmouche, « Méthodes Statistiques pour la Détection et le Diagnostic des Défauts Naissants utilisant la Divergence de Kullback-Leibler : de la Théorie à l'Application », 2014.
ref2.1.2 12	Aziz Raisemeche, « Commande tolérante aux défauts d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique », 2014.

ref2.1.2 13	<p>Paul Sandulescu, « Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Électrique et Chargeur Forte Puissance pour application automobile », Thèse pour obtenir le grade de docteur délivré par l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers Spécialité “ Génie Electrique ”, le 06 Septembre 2013</p>
ref2.1.2 14	<p>Hussein DOGAN, « Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents – Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué » ? Thèse de L'université de Grenoble (Spécialité : Génie Electrique), soutenue le 11/07/2013</p>
ref2.1.2 15	<p>Samantha LACROIX « Modélisation et commande d'une chaîne de conversion pour véhicule électrique intégrant la fonction de charge des batteries », Thèse de doctorat en Physique, Sous la direction de Eric Labouré, Soutenue le 29-05-2013 à Paris 11 , dans le cadre de Ecole doctorale Sciences et Technologies de l'Information, des Télécommunications et des Systèmes (Orsay, Essonne)</p>
ref2.1.2 16	<p>Abdelfatah Kolli Analyse d'une architecture de puissance dédiée aux modes traction–recharge dans un véhicule électrique. Optimisation de la commande et fonctionnement en mode dégradé Thèse de doctorat en Physique, Sous la direction de Eric Labouré et de Gérard Coquery, Soutenue le 11-12-2013 à Paris 11 , dans le cadre de Ecole doctorale Sciences et Technologies de l'Information, des Télécommunications et des Systèmes (Orsay, Essonne) , en partenariat avec Laboratoire de génie électrique de Paris (Gif sur Yvette) et de Laboratoire des technologies nouvelles (Versailles) Le président du jury était Daniel Hissel. Le jury était composé de Eric Labouré, Gérard Coquery, Daniel Hissel, Éric Semail, Babak Nahidmobarakeh, Éric Monmasson, Olivier Bethoux, Alexandre de Bernardinis. Les rapporteurs étaient Éric Semail, Babak Nahidmobarakeh.</p>
ref2.1.2 17	<p>Kaushik Rajashekara, “Present Status and Future Trends in Electric Vehicle” IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics, vol. 1, no. 1, march 2013 pp 3 - 10, DOI: 10.1109/JESTPE.2013.2259614</p>
ref2.1.2 18	<p>Laurencas Raslavičius, Brian Azzopardi, Artūras Keršys, Martynas Starevičius, Žilvinas Bazaras, Rolandas Makaras, “Electric vehicles : challenges and opportunities: Lithuanian review”, Renewable and Sustainable Energy Reviews 42 (2015) pp 786–800</p>
ref2.1.2 19	<p>Gerardo Marletto, “Car and the city: Socio-technical transition pathways to 2030” Technological Forecasting & Social Change 87 (2014) 164–178</p>
ref2.1.2 20	<p>Philippe Jacqué, « La RATP veut 80 % de bus électriques dans dix ans » Le Monde, 09 juin 2015</p>
ref2.1.2 21	<p>J. de Santiago, H. Bernhoff, B. Ekegård, S. Eriksson, S. Ferhatovic, R. Waters, RM. Leijon, “Electrical Motor Drivelines in Commercial All-Electric Vehicles: A Review”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Feb. 2012, Volume: 61, Issue: 2, pp 475 - 484,</p>

	DOI: 10.1109/TVT.2011.2177873
ref2.1.2 22	N. Sakr, D. Sadarnac, A. Gascher, “A review of on-board integrated chargers for electric vehicles”, 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'14-ECCE Europe), 2014, pp 1 - 10, DOI: 10.1109/EPE.2014.6910865
ref2.1.2 23	L. De Sousa and B. Bouchez, “Combined Electric Device for Powering and Charging”, WO2010057892, 28-May-2010.
ref2.1.2 24	L. De Sousa and B. Bouchez, “Method and Electric Combined Device for Powering and Charging with Compensation Means”, WO2010057893, 28-May-2010.
ref2.1.2 25	L. De Sousa, B. Bouchez, and J. L. Da Costa, “Method of exchanging electrical energy between an electrical network conveying a dc or ac electrical quantity and an electrical energy storage unit for hybrid or electric vehicle”, WO2013093287, 27-Jun-2013.
ref2.1.2 26	B. Bouchez and L. De Sousa, “Charge transfer device and associated management method”, US20140042807 A1, 13-Feb-2014.
ref2.1.2 27	H. Dogan, L. Garbuio, H. Nguyen-Xuan, B. Delinchant, A. Foggia et F. Wurtz, “Multistatic Reluctance Network Modeling for the Design of Permanent Magnet Synchronous Machines”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 49, No. 5, Pages: 2347 - 2350, May 2013.
ref2.1.2 28	S. Lacroix, E. Labouré, and M. Hilairet, “An integrated fast battery charger for electric vehicle”, in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, pp. 1–6.
ref2.1.2 29	A. Bruyère, L. De Sousa, B. Bouchez, P. Sandulescu, X. Kestelyn, E. Semail, “A multiphase traction/fast-battery-charger drive for electric or plug-in hybrid vehicles: Solutions for control in traction mode”, in Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC 2010), Lille, pp 1 - 7, DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729220.
ref2.1.2 30	P. Sandulescu, F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semail, A. Bruyere, “Control Strategies for Open-End Winding Drives Operating in the Flux-Weakening Region”, IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, Volume: 29, Issue: 9, pp 4829 - 4842, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2283107.
ref2.1.2 31	F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, E. Semail, “A Method for Fault Detection and Isolation Based on the Processing of Multiple Diagnostic Indices: Application to Inverter Faults in AC Drives”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, March 2013, Volume: 62, Issue: 3, pp 995 - 1009, DOI: 10.1109/TVT.2012.2234157
ref2.1.2 32	S. Diao, D. Diallo, Z. Makni, C. Marchand, J. -F. Bisson, “A Differential Algebraic Estimator for Sensorless Permanent-Magnet Synchronous Machine

	Drive”, IEEE Transactions on Energy Conversion, March 2015, Volume: 30, Issue: 1, pp 82 - 89, DOI: 10.1109/TEC.2014.2331080.
ref2.1.2 33	T. M. Jahns, T.M., “Improved Reliability in Solid-State AC Drives by Means of Multiple Independent Phase Drive Units”, IEEE Transactions on Industry Applications, 1980, Volume: IA-16, Issue: 3, pp 321 - 331, DOI: 10.1109/TIA.1980.4503793.
ref2.1.2 34	E. Levi, “Multiphase electric machines for variable-speed applications”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May 2008.
ref2.1.2 35	L. de Lillo, L. Empringham, P.W. Wheeler, S. Khwan-On, C. Gerada, and M. N. Othman, “Multiphase power converter drive for fault-tolerant machine development in aerospace applications”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 57, no. 2, pp. 575–583, Feb. 2010.
ref2.1.2 36	P. Zheng, Y. Sui, J. Zhao, and C. Tong, “Investigation of a novel five-phase modular permanent-magnet in-wheel motor”, IEEE Transactions on Magnetics , vol. 47, no. 10, pp. 4084–4087, Oct. 2011.
ref2.1.2 37	B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, “Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies; A comparison of features, cost, and limitations”, IEEE Transaction on Power Electronics, vol. 19, no. 4, pp. 1108– 1116, Jul. 2004.
ref2.1.2 38	Lu Bin, S.K. Sharma, "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters", IEEE Trans. Ind. Appl., sept./oct. 2009, Vol. 45, no. 5, pp. 1770 – 1777.
ref2.1.2 39	L. Dulau, S. Pontarollo, A. Boimond, J.-François Garnier, N. Giraudo, and O. Terrasse, “A New Gate Driver Integrated Circuit for IGBT Devices with Advanced Protections”, IEEE Trans. Power Electron., vol. 21, no. 1, pp. 38–44, 2006.
ref2.1.2 40	Julien Hobraiche; Jean-Paul Vilain; Patrice Macret; Nicolas Patin “A New PWM Strategy to Reduce the Inverter Input Current Ripples”, IEEE Transactions on Power Electronics, January 2009, Vol. 24, no. 1, pp 172 - 180, DOI: 10.1109/TPEL.2008.2006357
ref2.1.2 41	The Dung Nguyen, Nicolas Patin, Guy Friedrich, “Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters” IEEE Transactions on Power Electronics, January 2014, Vol. 29, no. 1, pp. 396 - 406, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2251005
ref2.1.2 42	S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, “Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 47, no. 5, pp. 1134 - 1141, Oct. 2000.
ref2.1.2 43	N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto, M. Zordan, “Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives”, IEEE Trans. Energy Convers., Vol. 18, no.2, pp. 306 - 314, June 2003.

ref2.1.2 44	F. Baudart, B. Dehez, E. Matagne, D. Telteu-Nedelcu, P. Alexandre, F. Labrique, “Torque Control Strategy of Polyphase Permanent-Magnet Synchronous Machines With Minimal Controller Reconfiguration Under Open-Circuit Fault of One Phase”, IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 59, no. 6, pp. 2632 – 2644, June 2012.
ref2.1.2 45	T.A. Lipo et al., “Analysis of Synchronous Machines”, Second Edition, T.A. Lipo, ISBN 978-1-4398-8067-8, CRC Press, June 2012
ref2.1.2 46	Blondel, “Synchronous Motors and Converters: Theory and Methods of Calculation and Testing”, 1913
ref2.1.2 47	R.H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part I”, Transactions of the AIEE, Volume: 48 , Issue: 3, pp 716 – 727, 1929
ref2.1.2 48	Jean-Paul Louis et al. , “Control of Synchronous Motors”, ISTE/Wiley, May 2011, ISBN: 978-1-84821-273-2.
ref2.1.2 49	L. E. Elsgolc, “Calculus of variations”, Addison-Wesley Publishing company, 1962.
ref2.1.2 50	J. Biela, S. Waffler, J.W. Kolar, “Mission profile optimized modularization of hybrid vehicle DC/DC converter systems”, in Proc. IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC '09.), 2009, Pages: 1390 - 1396, Wuhan, China, May 2009, DOI: 10.1109/IPEMC.2009.5157601 .
ref2.1.2 51	J.W Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muhlethaler, T. Nussbaumer, J. Minibock, “Extreme efficiency power electronics”, in Proc. 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS 2012), pp.1-22, 6-8 March 2012
ref2.1.2 52	B. Sahan, S. V. Araujo, C. Nöding, and P. Zacharias, “Comparative evaluation of three-phase current source inverters for grid interfacing of distributed and renewable energy systems”, IEEE Trans. Power Electron. 26 (8) (2011) 2304–2318. DOI: 10.1109/TPEL.2010.2096827
ref2.1.2 53	Falk, M. Meinhardt, and V. Wachenfeld, “Efficiency and grid compatibility of photovoltaic inverters - state-of-the-art and future trends”, in Proc. of the Power Conversion and Intelligent Motion Conf. (PCIM Europe), Nuremberg, Germany, May 2009, pp. 14–20. DOI: 10.1049/iet-rpg.2015.0101
ref2.1.2 54	Oleksandr Husev, Carlos Roncero-Clemente, Enrique Romero-Cadaval, Dmitri Vinnikov, Tanel Jalakas, “Three-level three-phase quasi-Z-source neutral-point-clamped inverter with novel modulation technique for photovoltaic application”, Electric Power Syst. Res. 130 (2016) 10-21. doi:10.1016/j.epsr.2015.08.018

ref2.1.2 55	A. Merkert, T. Krone, A. Mertens, “Characterization and Scalable Modeling of Power Semiconductors for Optimized Design of Traction Inverters with Si- and SiC-Devices”, IEEE Trans. on Power Electron. 29 (5) (2014) 2238 - 2245, DOI: 10.1109/TPEL.2013.2294682.
ref2.1.2 56	C.N.-M.Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, Francisco Canales, “A Comparative Performance Study of an Interleaved Boost Converter Using Commercial Si and SiC Diodes for PV Applications”, IEEE Trans. on Power Electron. 28 (1) (2013), 289 – 299. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2197830.
ref2.1.2 57	S.Gunther,S. Ulbrich, W. Hofmann, “Driving cycle-based design optimization of interior permanent magnet synchronous motor drives for electric vehicle application”, in Proc. International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2014, Pages: 25 – 30. DOI: 10.1109/SPEEDAM.2014.6872108
ref2.1.2 58	Jasem Khajesalehi, Mohsen Hamzeh, Keyhan Sheshyekani, Ebrahim Afjei, “Modeling and control of quasi Z-source inverters for parallel operation of battery energy storage systems: Application to microgrids”, Electric Power Syst. Res. 125 (2015) 164-173. doi:10.1016/j.epsr.2015.04.004
ref2.1.2 59	B. Cougo, H. Schneider, T. Meynard, “High Current Ripple for Power Density and Efficiency Improvement in Wide Bandgap Transistor-Based Buck Converters”, IEEE Trans. on Power Electron. 30 (8) (2015) 4489 – 4504. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2360547
ref2.1.2 60	Y.-F. Wu, J. Gritters, L. Shen, R.P. Smith, B. Swenson, “kV-Class GaN-on-Si HEMTs Enabling 99% Efficiency Converter at 800 V and 100 kHz”, IEEE Trans. on Power Electron. 29 (6) (2014) 2634 – 2637. DOI: 10.1109/TPEL.2013.
ref2.1.2 61	Julio Cesar Rosas-Caro, Jonathan Carlos Mayo-Maldonado, Antonio Valderrabano-Gonzalez, Francisco Beltran-Carbajal, Juan Manuel Ramirez-Arredondo, Juan Ramon Rodriguez-Rodriguez, “DC-DC multiplier boost converter with resonant switching”, Electric Power Syst. Res. 119 (2015) 83-90. doi:10.1016/j.epsr.2014.09.003.
ref2.1.2 62	Se-Jin Kim and Hyun-Lark Do, “Soft-Switching Step-up converter with Ripple-free Output Current”, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. PP, no. 99, 2015. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2493148.
ref2.1.2 63	Gang Yang, P Dubus, D. Sadarnac, “Double-Phase High-Efficiency, Wide Load Range High- Voltage/Low-Voltage LLC DC/DC Converter for Electric/Hybrid Vehicles”, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 30, no. 4, pp. 1876 - 1886, April 2015, DOI: 10.1109/TPEL.2014.2328554.
ref2.1.2 64	Rui Ling, Guoyan Zhao, Qin Huang, “High step-up interleaved boost converter with low switch voltage stress”, Electric Power Systems Research, Volume 128, November 2015, Pages 11-18.

	doi:10.1016/j.epsr.2015.06.016
ref2.1.2 65	F. Forest, B. Gélis, B. J.-J. Huselstein, B. Cougo, E. Labouré, T. Meynard, “Design of a 28 V-to-300 V/12 kW Multicell Interleaved Flyback Converter Using Intercell Transformers”, IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 25, no.8, pp. 1966 - 1974, August 2010, DOI: 10.1109/TPEL.2010.2044193.
ref2.1.2 66	Y. Ayoubi, M. Elsied, A. Oukaour, H. Chaoui, Y. Slamani, H. Gualous, “Four-phase interleaved DC/DC boost converter interfaces for super-capacitors in electric vehicle application based on advanced sliding mode control design”, Electr. Power Syst. Res. 134 (2016) 186-196. DOI: 10.1016/j.epsr.2016.01.06
ref2.1.2 67	J.D. van Wyk, F.C. Lee, Liang Zhenxian, R. Chen, Wang Shuo, Lu Bing, “Integrating active, passive and EMI-filter functions in power electronics systems: a case study of some technologies”, IEEE Trans. on Power Electron. 20 (3) (2005) 523 – 536. Doi: 10.1109/TPEL.2005.846553.
ref2.1.2 68	E. Candan, P. S. Shenoy, R.C.N. Pilawa-Podgurski, “A Series-Stacked Power Delivery Architecture with Isolated Differential Power Conversion for Data Centers”, IEEE Trans. on Power Electron. 31 (5) (2016) 3690 – 3703. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2464805
ref2.1.2 69	K. A. Kim, P. S. Shenoy, P. T. Krein, “Converter Rating Analysis for Photovoltaic Differential Power Processing Systems”, IEEE Trans. on Power Electron. 30 (4) (2015) 1987 – 1997. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2326045.
ref2.1.2 70	Hua Chen, K. Sabi, Kim Hyeokjin, T. Harada, R. Erickson, D. Maksimovic, “A 98.7% Efficient Composite Converter Architecture With Application-Tailored Efficiency Characteristic”, IEEE Trans. on Power Electron. 31 (1) (2016) 5774 – 5781. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2398429. "
ref2.1.2 71	Jen-Ta Su, Chih-Wen Liu, “A Novel Phase-Shedding Control Scheme for Improved Light Load Efficiency of Multiphase Interleaved DC–DC Converters”, IEEE Trans. on Power Electron. 28 (10) (2013) 4742 – 4752. DOI: 10.1109/TPEL.2012.2233220.
ref2.1.2 72	“LP8754 Multi-Phase Six-Core Step-Down Converter”, Texas Instrument datasheet, SNVS861A –February 2014–REVISED August 2014, http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lp8754.pdf .
ref2.1.2 73	Hasuka, Y., Sekine, H., Katano, K., and Nonobe, Y., “Development of Boost Converter for MIRAI”, SAE Technical Paper, 2015-01-1170, 2015, doi:10.4271/2015-01-1170.2.
ref2.1.2 74	J. Kolar, “What are the Big Challenges in Power Electronics”, in Proc. Of 8th International Conference on Integrated Power Electronic Systems (CIPS)

	Keynote presentation, 2014
ref2.1.2 75	Intersil, ISL78225 datasheet, “4-Phase Interleaved Boost PWM Controller with Light Load Efficiency Enhancement”, http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/isl7/isl78225.pdf
ref2.1.2 76	D. S. Naidu, “Calculus of Variations and Optimal Control”, in Optimal control systems, August 27, 2002 by CRC Press, USA: Florida.
ref2.1.2 77	V. Ngo, T. Hofman, M. Steinbuch, A. Serrarens, “Optimal Control of the Gearshift Command for Hybrid Electric Vehicles”, IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. 61, no. 8, pp. 3531 - 3543, Oct. 2012.
ref2.1.2 78	J. D. Ede, K. Atallah, J. Wang, and D. Howe, “Effect of optimal torque control on rotor loss of fault-tolerant permanent magnet brushless machines”, IEEE Trans. Magn., vol. 38, no. 5, pp. 3291–3293, Sep. 2002.
ref2.1.2 79	Jean-Yves Dieulot, Frédéric Colas, Lamine Chalal, Geneviève Dauphin-Tanguy, “Economic supervisory predictive control of a hybrid power generation plant”, Electr. Power Syst. Res. 127 (2015) 221-229. doi:10.1016/j.epsr.2015.06.006.

IV.3 Surveillance PàC

Remarque : de nombreuses références sont dans le premier volet bibliographique (électro-générateur à base de PàC)

ref 2.2 1	Keith Promislow, Jean St-Pierre, Brian Wetton A Simple, Analytic Model of PEMFC Anode Recirculation at Operating Power Including Nitrogen Crossover.
ref 2.2 2	Siegel, Jason Experiments and Modeling of PEM Fuel Cells for Dead-Ended Anode Operation .
ref 2.2 3	Shyam S. Kocha, J. Deliang Yang, Jung S. Yi characterisation of gas crossover and its implications in PEM Fuel Cells
ref 2.2 4	R.K Ahluwalia, X.Wang Buildup of nitrogen in direct hydrogen polymer electrolyte fuel cell stacks.
ref 2.2 5	T.E. Springer, T.A. Zawodzinski, S. Gottesfeld, <i>Polymer Electrolyte Fuel Cell Model</i> , Journal of Electrochemical Society, 1991, volume 138, issue 8, 2334-2342
ref 2.2 6	T.A. Zawodzinski Jr., C. Derouin, S. Radzinski, R.J. Sherman, T. Springer, S. Gottesfeld, Water Uptake by and Transport Through Nafion® 117 Membranes, J. Electrochem. Soc. 1993 140(4): 1041-1047; doi:10.1149/1.2056194
ref 2.2 7	Xiaoming Ren and Shimshon Gottesfeld, Electro-osmotic Drag of Water in Poly(perfluorosulfonic acid) Membranes J. Electrochem. Soc. 2001 148(1): A87-A93; doi:10.1149/1.1344521

ref 2.2 8	J.H. Lee, T.R. Lalk, and A.J. Appleby, Modeling electrochemical performance in large scale proton exchange membrane fuel cells stacks. Journal of Power Sources, 1998, Vol. 70, pp. 258-268.
ref 2.2 9	Amphlett, R.M. Baumert, R.F. Mann, B.A. Peppley and P.R. Roberge. Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell. I . Mechanistic Model Development. J. Electrochem. Soc. 1995, volume 142, issue 1, 1-8.
ref 2.2 10	Amphlett, R.M. Baumert, R.F. Mann, B.A. Peppley and P.R. Roberge. Performance modeling of the Ballard Mark IV solid polymer electrolyte fuel cell II . Empirical Model Development. J. Electrochem. Soc. 1995, volume 142, issue 1, 9-15
ref 2.2 11	H. Karimäki, L.C. Pérez, K. Nikiforow, T.M. Keränen, J. Viitakangas, J. Ihonen The use of on-line hydrogen sensor for studying inert gas effects and nitrogen crossover in PEMFC system International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 36, no. 16, August 2011, pp. 10179-10187
ref 2.2 12	L. Guzella. Control oriented modeling of fuel-cell based. Presentation in NSF Work-shop on the Integration of Modeling and Control for Automotive Systems. 1999.
ref 2.2 13	H, Mehrer. New York: Springer, 2007. Diffusion in solids: fundamentals, methods, materials, diffusion-controlled processes.
ref 2.2 14	Kocha S, Yang J, Yi J Characterization of gas crossover and its implications in PEM fuel cells. AIChE Journal, 2006, Vol. 52, pp. 1916-1925.
ref 2.2 15	H. Nijmeijer and A. van der Schaft, Nonlinear Dynamical Control Systems, Springer 1990, ISBN: 978-0387972343, Subchapter 3.2, pp. 93-99
ref 2.2 16	E. Ostertag, Mono and Multivariable Control and Estimation, Springer, 2011
ref 2.2 17	R. Bru, C. Coll, N. Thome, Gramian matrices and balanced model of generalized systems, Applied Mathematics and Computation, Volume 148, Issue 2, 26 January 2004, Pages 341–350.
ref 2.2 18	R. A. Horn, Ch. R. Johnson Matrix Analysis, Cambridge University Press, 23 feb. 1999.
ref 2.2 19	R. Long, Y. Qin, J. Jia, Observable Degree Analysis of SINS Initial Alignment Based on Singular Value Decomposition, IEEE International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling Workshop, 2008.
ref 2.2 20	J. Cao, J. Tang, Y. Wang and G. Wei, Observability analysis of four-position alignment for laser gyroscope strap-down inertial navigation system, 2011 International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE2011), July 2011
ref 2.2 21	H. W. Sorenson, Kalman Filtering: Theory and Application.

	New York: IEEE Press, 1985.
ref 2.2 22	P. YC. Hwan, R. G., Brown Introduction to random signals and applied Kalman Filtering, John Wiley and sons, 1992.
ref 2.2 23	Beyond the Kalman Filter Branko We , Sanjeev Arulampalam & Neil Gordon Artech House, Norwood, MA, USA 2004,299 pages, HardcoverISBN 1-58053-631-x
ref 2.2 24	F. Auger, M. Hilaret, J. M. Guerrero, E. Monmasson, T. Orłowska-Kowalska, S. Katsura Industrial Applications of the Kalman Filter: A Review IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, Vol. 60, no. 12, pp 5458 - 5471, DOI: 10.1109/TIE.2012.2236994
ref 2.2 25	F.L. Lewis, L. Xie, D. Popa, Optimal and Robust Estimation, Taylor & Francis, 2008, second edition.
ref 2.2 26	G. L. Plett, Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 1. Background, Journal of Power Sources, Volume 134, Issue 2, 12 August 2004, Pages 252-261.
ref 2.2 27	G. L. Plett, Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 2. Modeling and identification, Journal of Power Sources, Volume 134, Issue 2, 12 August 2004, Pages 262-276
ref 2.2 28	G . L. Plett, Extended Kalman filtering for battery management systems of LiPB-based HEV battery packs Part 3. State and parameter estimation, Journal of Power Sources, May 2004, Pages, 277-292.
ref 2.2 29	A.M. Nagy Kiss, B. Marx, G. Mourot, G. Schutz, J. Ragot, State estimation of two-time scale multiple models. Application to wastewater treatment plant, Control Engineering Practice, Volume 19, Issue 11, November 2011, Pages 1354-1362
ref 2.2 30	M. Hsieh, J. Wang, Design and experimental validation of an extended Kalman filter-based NOx concentration estimator in selective catalytic reduction system applications, Control Engineering Practice, Volume 19, Issue 4, April 2011, Pages 346-353.
ref 2.2 31	J.P. Gauthier, H. Hammouri, and S. Othman. A simple observer for nonlinear systems, applications to bioreactors. IEEE Trans. Aut. Contr., 37 :875–880, 1992.
ref 2.2 32	Zheng Tai-xiong, Li Hong-fang, Li Yong-fu, Engine cylinder pressure estimation based on the robust sliding mode observer, 11th World Congress on Intelligent Control and Automation (WCICA), 2014
ref 2.2 33	C. Turpin, D. Van Laethem, B. Morin, O. Rallières, X. Roboam, O. Verdu, V. Chaudron Modelling and analysis of an original direct hybridization of fuel cells and ultracapacitors Mathematics and Computers in Simulation, In Press, Corrected Proof, Available online 23 October 2015
ref 2.2 34	Idris Sadli, Matthieu Urbain, Melika Hinaje, Jean-Philippe Martin, Stéphane Raël, Bernard Davat Contributions of fractional differentiation to the modelling of electric double layer

	capacitance Energy Conversion and Management, Volume 51, Issue 12, December 2010, Pages 2993-2999
ref 2.2 35	Hubert H. Girault, « Electrochimie physique et analytique », Presses Polytechniques et Universitaires Romandes (PPUR), Collection : Chimie - 2e édition - 08/03/2012, (EAN13) 9782880746735
ref 2.2 36	Christophe Turpin, « Y a-t-il unicité de la représentation de la PEMFC ? », GDR Hyspac, Corse 2015
ref 2.2 37	Miassa Taleb Exploitation des mesures électriques en vue de la surveillance et du diagnostic en temps réel des piles à combustible pour application transport automobile, PHD Thesis 2015, sous la direction de Emmanuel Godoy et de Olivier Bethoux . - Paris Saclay
ref 2.2 38	Guillaume Fontès, « Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques », PhD thesis, 2005.
ref 2.2 39	Idris Sadli. « Modélisation par impédance d'une pile à combustible PEM pour utilisation en électronique de puissance », PhD thesis, 2006.
ref 2.2 40	Nicolas Fouquet Caractérisation de l'état de fonctionnement d'une pile à combustible PEM par spectroscopie d'impédance électrochimique : application a la surveillance en temps réel du contenu en eau de l'assemblage membrane électrode PDH thesis 2006, sous la direction de Geneviève Dauphin-Tanguy et de Belkacem Ould Bouamama. - Ecole Centrale de Lille
ref 2.2 41	M Usman Iftikhar, Delphine Riu, Florence Druart, Sébastien Rosini, Yann Bultel et N Retière. Dynamic modeling of proton exchange membrane fuel cell using non-integer derivatives. Journal of Power Sources, vol. 160, no. 2, pages 1170–1182, 2006.
ref 2.2 42	Vincent Phlippoteau, Outils et Méthodes pour le diagnostic d'un état de santé d'une pile à combustible, PhD thesis, 2009, sous la direction de Stéphan Astier et de Christophe Turpin . - Toulouse, INPT
ref 2.2 43	Alain Oustaloup et Philippe Coiffet. Systèmes asservis linéaires d'ordre fractionnaire : théorie et pratique. Masson, 1983.
ref 2.2 44	R Malti, M Aoun et A Oustaloup. Developpements mathematiques autour des modeles fractionnaires–application a l'identification de systemes. GT identification, 2003.
ref 2.2 45	Stéphane Victor. Identification par modèle non entier pour la poursuite robuste de trajectoire par platitude. PhD thesis, Bordeaux 1, 2010.

ref 2.2 46	Olivier Cois. Systèmes linéaires non entiers et identification par modèle non entier : application en thermique. PhD thesis, Bordeaux 1, 2002.
ref 2.2 47	Ludovic Le Lay. Identification fréquentielle et temporelle par modèle non entier. PhD thesis, 1998.
ref 2.2 48	J. Brouwer, On the role of fuel cells and hydrogen in a more sustainable and renewable energy future, Current Applied Physics, Volume 10, Issue 2, Supplement, March 2010, pp. S9-S17.
ref 2.2 49	A. Kirubakaran, S. Jain, R.K. Nema, A review on fuel cell technologies and power electronic interface, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol.13, no.9, Dec. 2009, pp. 2430-2440.
ref 2.2 50	P. Fontela, A. Soria, and al., Airport electric vehicle powered by fuel cell, Journal of Power Sources, Elsevier, Vol. 169, 2007, pp.184-193.
ref 2.2 51	K. Sekizawa, N. Kitamura, K. Manabe, Y. Nonobe, M. Kizaki, and K. Kojima, Recent Advances in TOYOTA FCHV-adv Fuel Cell System, ECS Transactions, vol. 33, 2010, pp. 1947-1957.
ref 2.2 52	PSA Peugeot Citroën shows rechargeable fuel cell hybrid vehicle, Fuel Cells Bulletin, Volume 2010, Issue 1, January 2010, Page 2.
ref 2.2 53	DLR, Airbus demo fuel cell backup in flight, Fuel Cells Bulletin, Volume 2008, Issue 4, April 2008, Page 3.
ref 2.2 54	Y. Wang, Ken S. Chen, J. Mishler, S. Chan Cho, X. Cordobes Adroher, A review of polymer electrolyte membrane fuel cells: Technology, applications, and needs on fundamental research, Applied Energy, Volume 88, Issue 4, April 2011, pp. 981-1007.
ref 2.2 55	L. Shaw, J. Pratt, L. Klebanoff, T. Johnson, M. Arienti, M. Moreno, Analysis of H ₂ storage needs for early market “man-portable” fuel cell applications, International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 38, no. 6, 27 February 2013, pp. 2810-2823.
ref 2.2 56	M. Batteux, M. Donain, P. Fiani, S. Garnit, E. Noirtat and F. Roy, Energy management of a hybrid electric vehicle, royThe 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition, EVS-25 Shenzhen, China, Nov. 5-9, 2010
ref 2.2 57	C. Lamy, D. J. Jones, Ch. Coutanceau, P. Brault, S. Martemianov, Y. Bultel, Do not forget the electrochemical characteristics of the membrane electrode assembly when designing a Proton Exchange Membrane Fuel Cell stack, Electrochimica Acta, Vol. 56, no. 28, 1 December 2011, pp 10406-10423
ref 2.2 58	Clemens Fink, Nicolas Fouquet, “Three-dimensional simulation of polymer electrolyte membrane fuel cells with experimental validation”, Electrochimica Acta, Volume 56, Issue 28, 1 December 2011, pp. 10820-10831
ref 2.2 59	S.D. Knights, K. M. Colbow, J. St-Pierre, and D.P. Wilkinson, Aging mechanisms and lifetime of PEFC and DMFC,

	Journal of Power Sources, vol.127, 2004, pp. 127-134.
ref 2.2 60	N. Yousfi-Steiner, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, A. Aslanides, A review on PEM voltage degradation associated with water management: Impacts, influent factors and characterization, Journal of Power Sources, Volume 183, Issue 1, 15 August 2008, Pages 260-274.
ref 2.2 61	M. Le Ny, Diagnostic non invasif de piles à combustible par mesure du champ magnétique proche, PHD thesis, december 2012, Grenoble University, in french
ref 2.2 62	B. Legros, P.-X.Thivel, Y. Bultel, R. Nogueira, First results on PEMFC diagnosis by electrochemical noise, Electrochemistry Communications, Volume 13, Issue 12, December 2011, pp. 1514-1516.
ref 2.2 63	C.-Y. Lee, Y.-M. Lee, In-situ diagnosis of local fuel cell performance using novel micro sensors, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 37, Issue 5, March 2012, Pages 4448-4456.
ref 2.2 64	N. Yousfi Steiner, D. Hissel, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, Diagnosis of polymer electrolyte fuel cells failure modes (flooding & drying out) by neural networks modeling, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 36, Issue 4, February 2011, pp. 3067-3075.
ref 2.2 65	N. Yousfi Steiner, D. Hissel, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, Non intrusive diagnosis of polymer electrolyte fuel cells by wavelet packet transform, International Journal of Hydrogen Energy, Volume 36, Issue 1, January 2011, Pages 740-746.
ref 2.2 66	S. Giurgea, R. Tirnovan, D. Hissel, R. Outbib, An analysis of fluidic voltage statistical correlation for a diagnosis of PEM fuel cell flooding, International Journal of Hydrogen Energy, 22 February 2013.
ref 2.2 67	A. Narjiss, D. Depernet, D. Candusso, F. Gustin, and D. Hissel, On-line diagnosis of a PEM fuel cell through the PWM converter, in FDFC'2008, France Nancy, dec. 2008.
ref 2.2 68	M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, Online humidification diagnosis of a PEMFC using a static DC–DC converter, International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 34, no. 6, March 2009, pp. 2718-2723.
ref 2.2 69	M.A. Rubio, A. Urquia, S. Dormido, Diagnosis of PEM fuel cells through current interruption, Journal of Power Sources, Volume 171, Issue 2, 27 September 2007, pp. 670-677.
ref 2.2 70	M.A. Rubio, A. Urquia, R. Kuhn, S. Dormido, Electrochemical parameter estimation in operating proton exchange membrane fuel cells, Journal of Power Sources, Volume 183, Issue 1, 15 August 2008, pp. 118-125.
ref 2.2 71	M. Miller and A. Bazylak, “A review of polymer electrolyte membrane fuel cell stack testing”,

	Journal of Power Sources, vol. 196, Jan. 2011, pp. 601-613.
ref 2.2 72	W.H. Zhu, R.U. Payne, D.R. Cahela, and B.J. Tatarchuk, “Uniformity analysis at MEA and stack Levels for a Nexa PEM fuel cell system”, Journal of Power Sources, vol. 128, Apr. 2004, pp. 231-238.
ref 2.2 73	J. Jang, H. Chiu, W. Yan, and W. Sun, “Effects of operating conditions on the performances of individual cell and stack of PEM fuel cell”, Journal of Power Sources, vol. 180, May. 2008, pp. 476-483.
ref 2.2 74	R. Eckl, W. Zehner, C. Leu, and U. Wagner, “Experimental analysis of water management in a self-humidifying polymer electrolyte fuel cell stack”, Journal of Power Sources, vol. 138, Nov. 2004, pp. 137-144.
ref 2.2 75	J. Ramousse, K.P. Adzakpa, Y. Dubé, K. Agbossou, M. Fournier, A. Poulin, and M. Dostie, “Local Voltage Degradations (Drying and Flooding) Analysis Through 3D Stack Thermal Modeling”, Journal of Fuel Cell Science and Technology, vol. 7, 2010, p. 041006.
ref 2.2 76	J.P. Owejan, T.A. Trabold, J.J. Gagliardo, D.L. Jacobson, R.N. Carter, D.S. Hussey, and M. Arif, “Voltage instability in a simulated fuel cell stack correlated to cathode water accumulation,” Journal of Power Sources, vol. 171, Sep. 2007, pp. 626-633.
ref 2.2 77	P.A.C. Chang, J. St-Pierre, J. Stumper, and B. Wetton, “Flow distribution in proton exchange membrane fuel cell stacks,” Journal of Power Sources, vol. 162, Nov. 2006, pp. 340-355.
ref 2.2 78	S.-D. Yim, B.-J. Kim, Y.-J. Sohn, Y.-G. Yoon, G.-G. Park, W.-Y. Lee, C.-S. Kim, and Y.C. Kim, “The influence of stack clamping pressure on the performance of PEM fuel cell stack”, Current Applied Physics, vol. 10, Mar. 2010, p. S59-S61.
ref 2.2 79	Luc Gerbaux, « Modélisation d'une pile à combustible de type hydrogène/air et validation expérimentale », Thèse, INPG, 1996.
ref 2.2 80	Jean-Philippe Poirot-Crouvezier, « Modélisation dynamiques des phénomènes hydrauliques, thermiques et électriques dans un groupe électrogène à pile à combustible destiné à l'application automobile » Thèse, INPG, 2000.
ref 2.2 81	Mathias Gerard, « Étude des interactions pile/système en vue de l'optimisation d'un générateur pile à combustible : interactions coeur de pile/compresseur & interactions coeur de pile/convertisseur », Thèse, Université de Franche-Comté, 2010.
ref 2.2 82	Wattana Kaewmanee, « Modélisation des piles à combustible dans un environnement d'électronique de puissance », Thèse, Université de Lorraine, 2012.
ref 2.2 83	Jay Pukrushpan, “Modeling and Control of Fuel Cell Systems and Fuel Processors”,

	Thèse de doctorat de l'Université de Michigan, 2003
ref 2.2 84	J. T. Pukrushpan, A. G. Stefanopoulou, Huei Peng, "control of fuel cell breathing" IEEE Control Systems, 2004, Vol. 24, no. 2, pp. 30 - 46, DOI: 10.1109/MCS.2004.1275430
ref 2.2 85	T. Escobet, D. Feroldi, S. De Lira, V. Puig, J. Quevedo, J. Riera, M. Serra, "Model-based fault diagnosis in PEM fuel cell systems", Journal of Power Sources, Vol. 192, no. 1, July 2009
ref 2.2 86	Damiano Rotondo, Rosa M. Fernandez-Canti, Sebastian Tornil-Sin, Joaquim Blesa, Vicenç Puig, "Robust fault diagnosis of proton exchange membrane fuel cells using a Takagi-Sugeno interval observer approach", International Journal of Hydrogen Energy, Vol. 41, no. 4, 30 January 2016, pp. 2875-2886
ref 2.2 87	Loïc Boulon, Daniel Hissel, Alain Bouscayrol, Marie-Cécile Pera, "From Modeling to Control of a PEM Fuel Cell Using Energetic Macroscopic Representation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, June 2010, Vol. 57, no. 6, pp. 1882 - 1891, DOI: 10.1109/TIE.2009.2026760
ref 2.2 88	Rémi Saisset, Guillaume Fontes, Christophe Turpin, Stéphan Astier, "Bond Graph model of a PEM fuel cell", Journal of Power Sources, Volume 156, Issue 1, 19 May 2006, 100–107.
ref 2.2 89	Caisheng Wang, M. H. Nehrir, S. R. Shaw, "Dynamic models and model validation for PEM fuel cells using electrical circuits", IEEE Transactions on Energy Conversion, June 2005, Vol. 20, no. 2, pp. 442 - 451, DOI: 10.1109/TEC.2004.842357
ref 2.2 90	E. Barsoukov, J. Ross Macdonald, Impedance Spectroscopy: Theory, Experiment, and Applications, John Wiley & Sons, 2nde edition, avril 2005, ISBN: 978-0-471-64749-2
ref 2.2 91	Guillaume Fontes Modélisation et caractérisation de la pile PEM pour l'étude des interactions avec les convertisseurs statiques Université de Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse, septembre 2005
ref 2.2 92	Vincent Phlippoteau Outils et Méthodes pour le diagnostic d'un état de santé d'une pile à combustible Université de Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse, Juillet 2009
ref 2.2 93	Olivier Rallières Modélisation et caractérisation de Piles à Combustible et Electrolyseurs PEM Université de Toulouse, Institut National Polytechnique de Toulouse, novembre 2011

IV.4 Conclusions et perspectives :

ref 2.3 1	“BP Statistical Review of World Energy”, BP, June 2015, 64th edition, bp.com/statisticalreview
ref 2.3 2	“2014 Key World Energy STATISTICS”, International Energy Agency (IEA), 2014, http://www.iea.org/publications/
ref 2.3 3	“CO2 Emissions From Fuel Combustion Highlights 2014”, International Energy Agency (IEA), 2014, http://www.iea.org/publications/
ref 2.3 4	“Scénario négaWatt 2011-2050 - Hypothèses et méthode » Association négaWatt, Rapport technique Mai 2014)
ref 2.3 5	« Vers un mix électrique 100% renouvelable en 2050 » Ademe, rapport final (2015)
ref 2.3 6	J. M. Guerrero, J. C. Vasquez, J. Matas, L. G. de Vicuna, M. Castilla, Hierarchical Control of Droop-Controlled AC and DC Microgrids—A General Approach Toward Standardization IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, Vol. 58, no. 1, pp. 158 - 172, DOI: 10.1109/TIE.2010.2066534
ref 2.3 7	T. Dragicevic, J. Guerrero, J. Vasquez, and D. Skrlec, “Supervisory control of an adaptive-droop regulated dc microgrid with battery management capability”, IEEE Transactions on Power Electronics, 2013.
ref 2.3 8	A. Rahimi, G. Williamson, and A. Emadi, “Loop-cancellation technique: A novel nonlinear feedback to overcome the destabilizing effect of constant-power loads”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 59, no. 2, pp. 650 - 661, Feb. 2010.
ref 2.3 9	A. Rahimi and A. Emadi, “An analytical investigation of DC/DC power electronic converters with constant power loads in vehicular power systems”, IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 58, no. 6, pp. 2689–2702, Jul. 2009.
ref 2.3 10	P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, DC-Link Voltage Large Signal Stabilization and Transient Control Using a Virtual Capacitor, Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010, pp. 1 - 8, DOI: 10.1109/IAS.2010.5615678
ref 2.3 11	D. Marx, P. Magne, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, B. Davat, Large Signal Stability Analysis Tools in DC Power Systems With Constant Power Loads and Variable Power Loads—A Review, IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, Vol. 27, no. 4, pp. 1773 - 1787, DOI: 10.1109/TPEL.2011.2170202
ref 2.3 12	D. Hamache, A. Fayaz, E. Godoy, C. Karimi, Stabilization of a DC electrical network by damping injection 3rd International Symposium on Environmental Friendly Energies and Applications (EFEA), 2014, pp. 1 - 6,

	DOI: 10.1109/EFEA.2014.7059990
ref 2.3 13	C. Darras, S. Sailler, C. Thibault, M. Muselli, P. Poggi, J.C. Hoguet, S. Melscoet, E. Pinton, S. Grehant, F. Gailly, C. Turpin, S. Astier, G. Fontès Sizing of photovoltaic system coupled with hydrogen/oxygen storage based on the ORIENTE model International Journal of Hydrogen Energy, Volume 35, Issue 8, April 2010, Pages 3322-3332
ref 2.3 14	K.S. Agbli, M.C. Péra, D. Hissel, O. Rallières, C. Turpin, I. Doumbia Multiphysics simulation of a PEM electrolyser: Energetic Macroscopic Representation approach International Journal of Hydrogen Energy, Volume 36, Issue 2, January 2011, Pages 1382-1398
ref 2.3 15	Emanuele Grasso Self Sensing Techniques for Piezoelectric Vibration Applications 2014, Verlag Berlin – Verlag für wissenschaftliche Publikationen, ISBN 978-3-8325-3623-7 Phd Thesis
ref 2.3 16	M. Rakotondrabe, I. A. Ivan, S. Khadraoui, P. Lutz, N. Chaillet, Simultaneous Displacement/Force Self-Sensing in Piezoelectric Actuators and Applications to Robust Control, 2015, Vol. 20, no. 2, pp. 519 - 531, DOI: 10.1109/TMECH.2014.2300333

« Qu'il l'eut déjà prouvé mille fois, cela ne signifiait rien. Il fallait le prouver encore. »
Ernest Hemingway, in *Le vieil homme et la mer*

V Quelques publications significatives :

Les articles de revue suivants présentent **5 publications caractéristiques des domaines de spécialité couverts** par le présent mémoire.

T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, C. Marchand, E. Berthelot, “**An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitors Power Source**”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, Issue: 12, 1 December 2010, pp. 4024-4031,
doi: 10.1109/TIE.2010.2044123

M. Hilaret, M. Ghanes, O. Bethoux, V. Tanasa, J. Barbot, D. Normand-Cyrot, “**A passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system**”, Control Engineering Practice, Vol. 21, Issue: 8, 2013, pp. 1097-1109,
doi: 10.1016/j.conengprac.2013.04.003

A. Kolli, O. Béthoux, A. De Bernardinis, E. Labouré, G. Coquery ; “**Space Vector PWM Control Synthesis for a H-Bridge Drive in Electric Vehicles**”, Vehicular Technology, IEEE Transactions on , vol.62, no.6, pp.2441,2452, July 2013

Olivier Bethoux, Emmanuel Godoy, Ivan Roche, Bruno Naccari, Miassa Amira Taleb, Mohamad Koteiche, Younane Nassif, “**A new state-observer of the inner PEM fuel cell pressures for enhanced system monitoring**”, The European Physical Journal Applied Physics, Volume 66, issue 3, June 2014, 13 pages,
doi: 10.1051/epjap/2014130167.

A. De Bernardinis, E. Frappé, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery, “**Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application: Simulation with fault tolerant strategy**”, European Physical J. Applied Physics. (EPJ-AP). Ed.EDP Sciences, Vol. 58, Issue: 2, 9 May 2012, pp. 20901_1-15,
doi: 10.1051/epjap/2012120056

An Innovative Control Strategy of a Single Converter for Hybrid Fuel Cell/Supercapacitor Power Source

Toufik Azib, Olivier Bethoux, *Member, IEEE*, Ghislain Remy, *Member, IEEE*, Claude Marchand, *Member, IEEE*, and Eric Berthelot

Abstract—In this paper, an innovative control strategy for hybrid power sources dedicated to automotive applications is detailed. First, an analysis of classical hybrid architectures using fuel cell (FC)/supercapacitors is presented. Then, an analysis of load requirements for automotive applications is proposed. A new control strategy of a single converter, based on a cascaded control loop with a decoupling strategy in the frequency domain, is fully explained. Finally, experimental results on a Ballard proton exchange membrane FC are presented to illustrate the effectiveness of the proposed method.

Index Terms—Efficiency and reliability enhancement, fuel cell (FC), power electronics, real-time control systems, supercapacitor (SC), transport applications.

I. INTRODUCTION

THE use of hydrogen as an energy carrier is of increasing interest to individuals, companies, and countries due to the range of its potential benefits [1]. Currently, fuel cells (FCs) can be used in embedded systems such as electric vehicles [2] and can produce clean electricity directly; the only residue is water. However, this technology has some weak points, including final cost and mass production, reliability, and durability [3]. FC performances (efficiency, degradation, and aging effects) are influenced by many environmental and application constraints: electronic converters [4], environmental temperature, the presence of water in the stack, gas polluting, vibrations, power demand, gas supply, etc. [5]–[7].

Among those parameters, load current transients seem to be essential: Short cycles (about 1 min) with high ratios of peak to average power lead to an irreversible cell voltage decrease (0.1 V for a 0.68-V cell in 100 h). Then, the cell voltage has a decay rate close to $80 \mu\text{V} \cdot \text{h}^{-1}$, whereas the same stack exhibits a constant voltage decay rate per cell of $50 \mu\text{V} \cdot \text{h}^{-1}$ when mainly operating at peak power [8], [9].

These aging tests prove that limiting the load dynamic effects can save the FC performances and raise its durability.

Consequently, in many applications such as transportation, FCs should not be used alone. Then, auxiliary sources provide the fast power demand, allow regenerative energy recovery [9]–[11], and palliate the proton exchange membrane FC

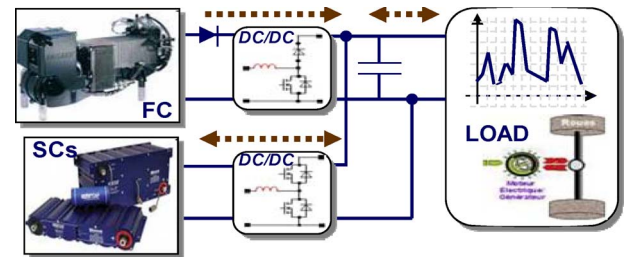


Fig. 1. Two-converter parallel structure for FC/SC hybrid power system.

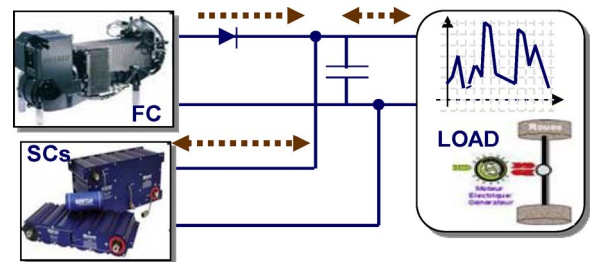


Fig. 2. Direct parallel structure for FC/SC hybrid power system.

(PEMFC) short failure. For fast power demands, storage devices as supercapacitors (SCs) seem to be the best suitable components [12]–[14].

The challenges of FC hybridization are the following: reaching FC lifetime requirements and fulfilling load performance specifications without increasing the global cost. To reach these goals, better power-source architectures and proper related energy management controllers have to be designed.

Many hybrid FC system configurations have been studied and documented [15]–[17]. They can be classified in three main categories [15], [16]: series, parallel, and cascaded architectures. It has also been proven that the parallel structure is the most advantageous one [16], [17]. Many advantages can be stressed: less component constraints, simple energy management, and good reliability.

Many power electronic architectures have been associated to hybrid power sources [15]–[17], including the two-converter, direct, and one-converter structures. The two-converter structure consists in associating a static converter and a control loop to each power source (Fig. 1). It leads to a good control but has many more losses. The direct parallel structure consists in connecting the FC directly to the load without a power converter (Fig. 2). It induces a low cost but also has a low FC controllability.

Different control strategies have been described for hybrid system power management [11], [18], [19]–[29]. Most common

Manuscript received April 16, 2009; revised July 14, 2009 and October 26, 2009; accepted January 25, 2010. Date of publication March 1, 2010; date of current version November 10, 2010.

The authors are with the Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP)/SPEE-Labs, CNRS UMR 8507; SUPELEC; Université Pierre et Marie Curie P6; Université Paris-Sud; Plateau de Moulon F91192, Gif sur Yvette Cedex, France (e-mail: Olivier.Bethoux@lgep.supelec.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TIE.2010.2044123

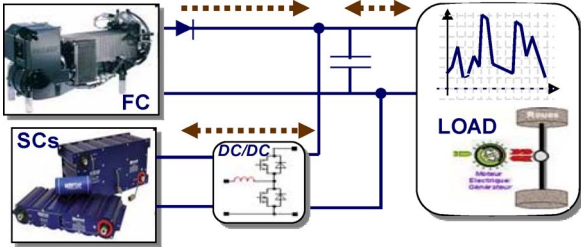


Fig. 3. One-converter parallel structure for FC/SC hybrid power system.

strategies are based on the voltage regulation of the dc bus [11], [18], [24]–[27], on the evolution of the state of the system [20], [21], on fuzzy and neural network controls [22], [23], [29] and on passivity and flat systems [19], [28].

In this paper, a structure of a hybrid FC/SC power source with a single power converter is proposed. A control strategy is developed for the energy management of the different sources supplying the load. The proposed strategy is based on the regulation of the dc bus voltage and uses the natural frequency decoupling of each source (dc bus capacitor, SCs, and FC). An experimental study has been developed to validate the effectiveness of the architecture and the supervision strategies.

II. HYBRID-POWER-SYSTEM DESCRIPTION

A. Description of the Hybrid Power Structures

A hybrid power source is generally composed of different specific power sources, such as FCs and SCs, which enable the global system to provide the permanent and transient powers demanded by the load. Three hybrid power-source structures are mainly used.

- 1) The two-converter structure consists in associating a static converter and a control loop to each power source, as shown in Fig. 1. This control strategy generates a large number of degrees of freedom in the control design [11], [17]–[19]. However, its drawback lies in the inevitable losses associated with every static converter.
- 2) The direct parallel structure consists in connecting the FC directly to the load, as shown in Fig. 2. Its main drawback is related to oversizing the SCs necessary to fulfill the FC power requirements [30].
- 3) The one-converter structure consists in adjusting the power fluxes (Fig. 3). Its main advantages are simplicity and reduction of both losses and costs of the power management interfaces and a good controllability.

These energy conversion architectures must be defined to allow a continuous functioning of the hybrid source with good performances and limited component deteriorations. Hence, the hybridization purpose is to perform the following: 1) comply with the low FC dynamics and 2) recover the power generated by the load in generative mode and by the FC during load power decrease.

Thus, the studied hybrid structure (Fig. 3) faces several modes of operation.

- a) Normal mode. The main source supplies the electric load and maintains the auxiliary source voltage.
- b) Discharge mode. Both energy sources supply the electric load simultaneously.
- c) Recovery mode. The electric load supplies the storage devices. The SC level of charge increases while the FC power drops slowly. If the SCs are completely charged, then, exceptionally, the extra energy will be transferred into a dissipative safety device.

B. Description of the Hybrid Structure Model

The FC static behavior is only considered because the FC is controlled with slow dynamics. With this assumption, the FC voltage V_{FC} becomes lower than the open-circuit voltage E_{FC} as the FC current i_{FC} increases because of the three main irreversible losses [31]

$$V_{FC} = E_{FC} - Ri_{FC} - A \ln(i_{FC} + i_l) - m \exp(ni_{FC}) \quad (1)$$

where R is the membrane resistance, A is the Tafel coefficient, and m and n are the coefficients of the mass transfer equation [31].

Hence, the FC characteristic can be considered as a voltage source with ohmic, kinetic, and mass transfer resistances [31]. Consequently, the FC can be connected in parallel to the dc bus, which is a perfect voltage source with its associated capacitor C_{BUS} . The capacitor value has to be small in order to prevent difficult starting procedures. Indeed, with a large capacitor value (from associating SCs and FCs in parallel, as shown in Fig. 2), the FC power would be synchronized with the SC state of charge (SOC). Important FC power demands imply low FC supply voltage, which induces low SC SOC and *vice versa*. Hence, to simplify the starting procedure and to face any load profiles without oversizing the auxiliary storage devices (SCs), it is relevant to connect SCs and FCs with a chopper (Fig. 3). The SCs' SOC and FC power are then decoupled, and the single buck–boost converter only operates discontinuously, since it adapts voltage and current values to the transient auxiliary source.

As a consequence, a supervision device must be designed in order to monitor this converter. It needs to ensure the continuity of operation from the user's point of view and guarantee an adapted use of each source. This paper's aim is to show that, in spite of a simplified architecture and a reduction of the degrees of freedom, the power management remains simple and effective.

III. LOAD REQUIREMENT STUDY

As mentioned before, FC systems are significantly affected by aging effects due to high load-current dynamics. This fact limits FC use to some niche markets. However, many other applications can be achieved by FCs with an associated impulse power device. For instance, the electrical vehicle application illustrates the need for FC hybridization well. Hence, this architecture and its associated control structure are implemented for a load profile close to car requirements.

The needed car power is mainly due to speed variations, tire friction dissipation, aerodynamics dissipation, and mass elevation. This power P_{motor} can be expressed as

$$P_{motor} = V \left(C_r M g \cos(\alpha) + M g \sin(\alpha) + M \frac{dV}{dt} + \frac{1}{2} \rho S C_x V^2 \right) \quad (2)$$

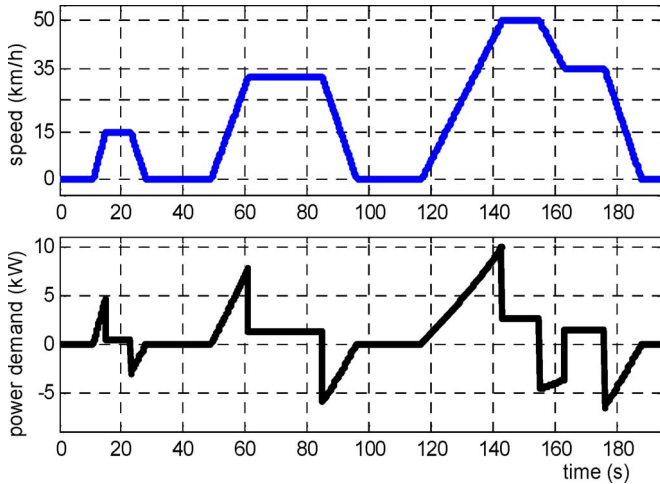


Fig. 4. ECE-15 driving cycle.

where

- V and M vehicle speed and mass (in meters per second and kilograms);
- α road angle with a horizontal line (in radians);
- C_r and C_x friction and aerodynamic coefficients;
- ρ air density (in kilograms per cubic meter);
- S front surface area (in square meters);
- $M = 1000$;
- $g = 9.81$;
- $\alpha = 0$;
- $C_r = 0.01$;
- $C_x = 0.30$;
- $\rho = 1.225$;
- $S = 2.5$.

The vehicle power demand can hence be determined by the driver’s requirements. For testing vehicles, driving cycles have been normalized. European light-duty vehicles have to face the New European Driving Cycle (NEDC) which represents the typical usage of a car in Europe. The NEDC consists of repeated urban cycles (called ECE-15 driving cycle) and an Extra-Urban driving cycle. Fig. 4 shows the ECE-15 cycle with the speed and the power demand of a car following a flat road. Sudden power changes can be noticed each time the driver requires a speed change. In this example, the car’s average power is only of 0.72 kW, whereas the peak power reaches roughly 10 kW, which means a 13.7 ($P_{max}/P_{average}$) ratio.

For those reasons, the proposed control strategy is evaluated with a severe profile consisting of rising and falling power edges.

IV. CONTROL STRATEGY OF THE HYBRID POWER SYSTEM

The proposed control strategy is based on a power-decoupling strategy in the frequency domain of the power source. This energy-management strategy fulfills the fast energy demands of the load and respects the integrity of each source. Precisely, the main idea is to assign the load power demands to the appropriate source, as shown in Fig. 5.

A. Description of the Control Structure

This frequency-decoupling technique leads naturally to a cascaded control loop, as shown in Fig. 6, with the

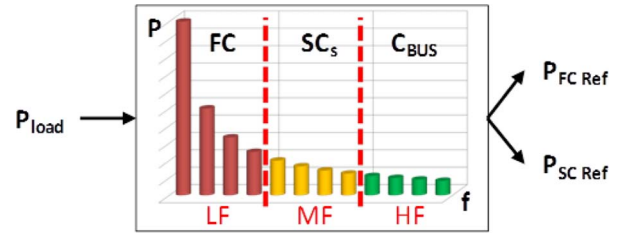


Fig. 5. Bandwidth splitting technique.

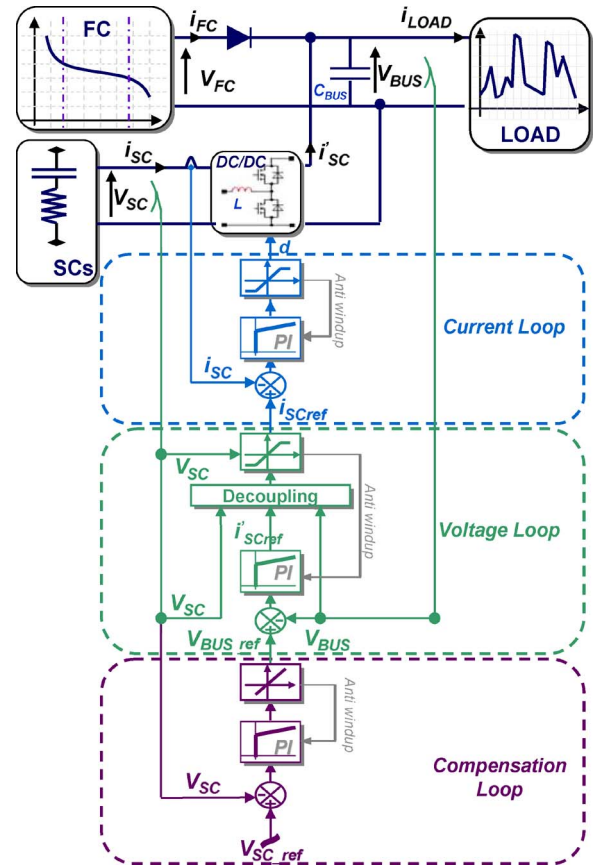


Fig. 6. Control strategy block diagram.

following:

- 1) a current closed loop controlling the SC current;
- 2) a voltage closed loop controlling the dc bus voltage;
- 3) a compensation closed loop controlling the SCs’ SOC.

To limit the FC dynamics, the dc bus voltage value has to evolve in a slow controlled way. Thus, the FC supplies the low-frequency (LF) of the current load demands, as shown in Fig. 5. Then, the SCs deal with the medium-frequency load range. Because the SCs have a large capacity compared with that of the dc bus, they regulate the dc bus voltage. In addition, the bus capacitor C_{BUS} is designed regarding the high frequency of the current load requirements. Finally, the cascaded control loops drive the duty cycle of the dc chopper pulsewidth modulation (PWM).

B. DC Chopper Model

The buck–boost chopper (Fig. 7) is modeled according to its average behavior and can be analyzed with the following set of

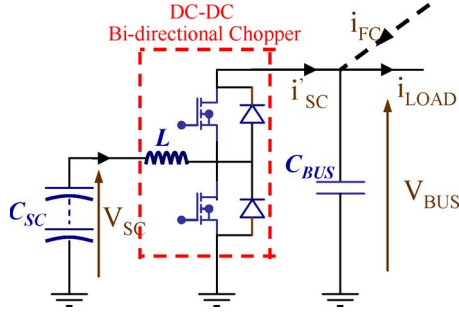


Fig. 7. Architecture of dc-dc converter.

equations:

$$C_{BUS} \cdot \frac{dV_{BUS}}{dt} = (i_{SC})' + i_{FC} - i_{LOAD} \quad (3)$$

$$C_{SC} \cdot \frac{dV_{SC}}{dt} = -i_{SC} \quad (4)$$

$$L \cdot \frac{di_{SC}}{dt} = V_{SC} - d \cdot V_{BUS} \quad (5)$$

where L has a small value, as the inductor function is to filter the switching frequency, the C_{BUS} value is determined to filter the switching frequency and the high load power frequency range, and d is the PWM duty cycle of the chopper and acts as the unique control value of the whole power system.

C. Control Strategy Design

In the following section, the design of the control strategy (Fig. 6) is described more thoroughly.

1) *Current Loop*: The inner control loop is tuned to drive the SC current. As $V_{BUS}(t)$ is time dependent, (5) is a nonlinear first-order equation. Nevertheless, the bus capacitor value C_{BUS} is designed to filter higher frequencies than the cutoff frequency of the current loop. With this assumption, $V_{BUS}(t)$ can be considered constant during $i_{SC}(t)$ regulation. Hence, using the Laplace transform, (5) becomes

$$i_{SC}(s) = \left[-\frac{V_{BUS}}{Ls} \right] d(s) + \left[\frac{1}{Ls} \right] V_{SC}(s) \quad (6)$$

where V_{SC} acts as an LF perturbation.

Hence, to reject this perturbation, a classical proportional-integral (PI) controller is proposed (Fig. 8).

Then, the closed-loop transfer function of the system can be deduced in (7), where ω_{BF1} is the natural frequency of the closed loop, m_1 is the damping ratio, τ_1 is the time constant of its zero, K_{P1} is the proportional gain of the regulator, and ω_{I1} is the integral gain of the regulator

$$\begin{aligned} H_{BF}(s) &= \frac{\frac{V_{BUS}}{Ls} \frac{K_{P1}s + \omega_{I1}}{s}}{s + \frac{V_{BUS}}{Ls} \frac{K_{P1}s + \omega_{I1}}{s}} \\ &= \frac{1 + \tau_1 s}{1 + 2m_1 \frac{s}{\omega_{BF1}} + \left(\frac{s}{\omega_{BF1}} \right)^2} \quad (7) \\ \omega_{BF1} &= \sqrt{\frac{V_{BUS}}{L}} \omega_{I1} \quad m_1 = \frac{K_{P1} \sqrt{\frac{V_{BUS}}{L}}}{2\sqrt{\omega_{I1}}} \\ \tau_1 &= \frac{K_{P1}}{\omega_{I1}}. \end{aligned} \quad (8)$$

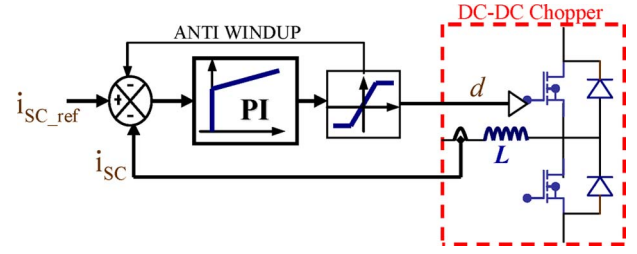


Fig. 8. Inner control loop insuring fast dynamics of SC current.

The current-loop dynamics is tuned to get a closed-loop time response of about five to ten times the switching periods, and the desired damping ratio is settled to $m_1 = 1$. The PI corrector parameters are given in (9) and with $V_{BUS} = 48$ V, $L = 50$ μ H, and $f_{BF1} = 1$ kHz

$$\omega_{I1} = \frac{(\omega_{BF1})^2}{A_1} \quad K_{P1} = \frac{2m_1 \cdot \omega_{BF1}}{A_1} \quad A_1 = \frac{V_{BUS}}{L} \quad (9)$$

$$\omega_{I1} = 39.5 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad K_{P1} = 0.0126. \quad (10)$$

An antiwindup compensator is added to take into account the duty-cycle range ($0 < d < 1$) (Fig. 8). This antiwindup compensator only acts in the case of control-value saturation. It maintains the closed-loop system in a linear domain.

Moreover, to prevent current overshoot, the zero of the closed loop should be compensated by a low-pass filter, with a time constant of about

$$\tau_1 = \frac{K_{P1}}{\omega_{I1}} = \frac{0.0126}{39.5} \approx 0.32 \text{ ms}. \quad (11)$$

The current-loop reference is given by the slower voltage loop detailed in the following paragraph. Indeed, the voltage loop ensures that the dc bus is accurately controlled.

2) *Voltage Loop*: This strategy ensures the rejection of the load perturbations on the bus voltage, which remains unaffected by any breaking SC overcurrent. As far as the imbricated loops assume a frequency decoupling, the control strategy remains efficient. Precisely, it means that the voltage-loop time response has to be ten times slower than the current-loop time response.

The second cascaded loop has to monitor the bus voltage $V_{BUS}(t)$: The faster this voltage tracking, the smaller the C_{BUS} value. A PI controller is designed following a similar strategy to the current loop. This control is possible because the average current $i'_{SC}(t)$ provided by the chopper to the dc bus is linked to the SC current $i_{SC}(t)$. Considering no chopper losses and the fact that the inductor is a small storage device compared with the C_{BUS} capacitor, then

$$v_{SC} \cdot i_{SC} = V_{BUS}(i_{SC})'. \quad (12)$$

Considering (7), (12) becomes

$$C_{BUS} \cdot \frac{dV_{BUS}}{dt} = \left[\frac{V_{SC}}{V_{BUS}} \right] i_{SC} + i_{FC} - i_{LOAD} \quad (13)$$

which is a nonlinear first-order equation, but both $V_{BUS}(t)$ and $V_{SC}(t)$ are measured variables. Hence, (13) can be linearized

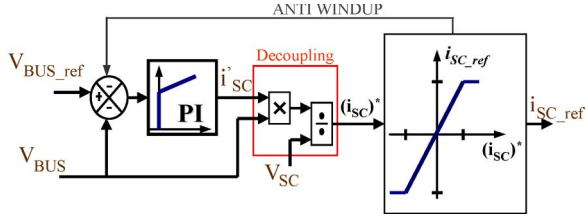


Fig. 9. Voltage-control loop scheme insuring load perturbation rejection.

by replacing the actual control variable (i_{SC_ref}) by a virtual variable (i_{SC_ref}') with the decoupling equation

$$i_{SC_ref} = \left[\frac{V_{BUS}}{V_{SC}} \right] (i_{SC_ref}') \quad (14)$$

From (13) and (14), the following expression is useful to design the output-voltage control loop:

$$V_{BUS} = \frac{(I_{SC_ref}')}{C_{BUS}s} + \frac{I_{FC}}{C_{BUS}s} - \frac{I_{LOAD}}{C_{BUS}s} \quad (15)$$

Therefore, the output of the second regulator can be (i_{SC_ref}'), and i_{SC_ref} is computed with the decoupling function (14). Fig. 9 shows this principle.

Then, the closed-loop transfer function of the system can be deduced as a second-order transfer function, where

$$\omega_{BF2} = \sqrt{\frac{\omega_{I2}}{C_{BUS}}} \quad m_2 = \frac{K_{P2}}{2\sqrt{\omega_{I2}C_{BUS}}} \quad \tau_2 = \frac{K_{P2}}{\omega_{I2}} \quad (16)$$

With respect to dynamic decoupling, the voltage loop must present a time response ten times higher than the current loop, and the desired damping ratio is settled to $m_2 = 1$. Hence, the PI corrector parameters are given in (17), with $C_{BUS} = 10$ mF and $f_{BF2} = 100$ Hz

$$\omega_{I2} = C_{BUS}(\omega_{BF2})^2 \quad K_{P2} = 2m_2 \cdot C_{BUS} \cdot \omega_{BF2} \quad (17)$$

$$\omega_{I2} = 39.510^3 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad K_{P2} = 12.6 \quad \tau_2 \approx 0.32 \text{ ms} \quad (18)$$

A current saturation and an antiwindup compensator are used to limit the $i_{SC_ref}(t)$ control range and protect the SCs

$$i_{SC_{min}}(t) < i_{SC_{ref}}(t) < i_{SC_{max}}(t) \quad (19)$$

Those feedback loops allow us to hold the FC operating point, whatever the load power demand. It implies a change in the SCs' SOC. For this purpose, a compensation loop has been implemented.

3) *Compensation Loop*: At that point, the two cascaded control loops allow driving the dc bus voltage precisely while taking the SC requirements into account. As SCs erase the V_{BUS} voltage ripple due to some transient load power demands, the SOC of the SC evolves. With $V_{BUS}(t)$ tracking, the system is able to manage the FC operating point, which is the compensation-loop purpose. Referring to (1), the relation between $V_{BUS}(t)$ and $i_{FC}(t)$ is nonlinear. Hence, the compensation loop is designed using a small-signal model approach. Around an FC operating point, (1) is linearized, showing an FC current variation δi_{FC} versus BUS voltage δv_{BUS}

$$\delta I_{FC} = -G\delta V_{BUS} \quad (20)$$

with a positive parameter ranging from G_{min} to G_{max} .

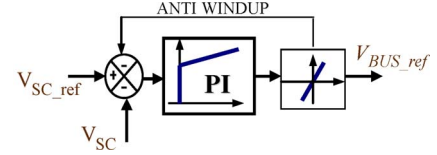


Fig. 10. Compensation-loop scheme with an SC SOC regulation.

Referring to (4) and (9), the SC voltage variation δv_{SC} induced by FC current variation δi_{FC} can be computed through ($\delta i_{FC}'$) knowledge. This latter small-signal variable can be deduced from the voltage-loop regulator and the FC behavior

$$\delta I'_{SC}(s) = \frac{K_{P2}s + \omega_{I2}}{s} \times [\delta V_{BUS_{ref}}(s) - H_1(s) \times [-\delta I_{LOAD}(s) - G\delta V_{BUS_{ref}}(s) + \delta I'_{SC}(s)]] \quad (21)$$

Considering (4), (14), and (21), the link between BUS and SC voltage variations can be exhibited in (22)

$$\delta V'_{SC}(s) = H_{3BUS}(s) \times \delta V_{BUS_{ref}}(s) + H_{3load}(s) \times \delta I_{LOAD}(s) \quad (22)$$

$$H_{3BUS}(s) = -\frac{V_{BUS} \cdot G}{V_{SC} \cdot C_{SC} \cdot s} \times \frac{1}{1 + 2m_2 \frac{s}{\omega_{BF2}} + \left(\frac{s}{\omega_{BF2}}\right)^2} \quad (23)$$

$$\tau_3 = \frac{C_{BUS}}{G} \quad (24)$$

With the system parameters, this transfer function H_{3BUS} exhibits an integrator associated with a second-order filter having zero and poles in much higher frequency than the compensation-loop bandwidth specification. Indeed, the desired bandwidth is less than 1 Hz. Thus, after decoupling, the third PI controller is tuned using an integrator with a bounded gain (25), with $G_{max} = 1$ S, $C_{SC} = 125$ μ F, and $f_{BF2} = 1$ kHz

$$H_{3BUS}(s) \cong -\frac{G}{C_{SC}s} \quad (25)$$

$$\omega_{I3} = 0.58 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad K_{P3} = 9.3 \quad (26)$$

As far as the antiwindup compensator is taken into account, we must underline that, to limit the slope rate of the FC current, the slope rate of the dc bus voltage is limited. Fig. 10 shows this principle.

The reference value V_{SC_ref} is constant and determined so as the amount of energy that the SC can collect $+\Delta E_{SC}$ is equal to the one it can restore $-\Delta E_{SC}$.

4) *Conclusion*: This cascaded control structure shows that, even though the one-converter parallel structure is a very simple architecture with a single degree of freedom, it could satisfy the different requirements of the hybrid system both from the point of view of the feed load and from the point of view of the component limits.

V. EXPERIMENTAL RESULTS

As shown in Figs. 3 and 6, the one-converter architecture and its associated control strategy have been tested both in simulation and using a 1-kW experimental setup. This section presents the test-bench specifications and the experimental results.

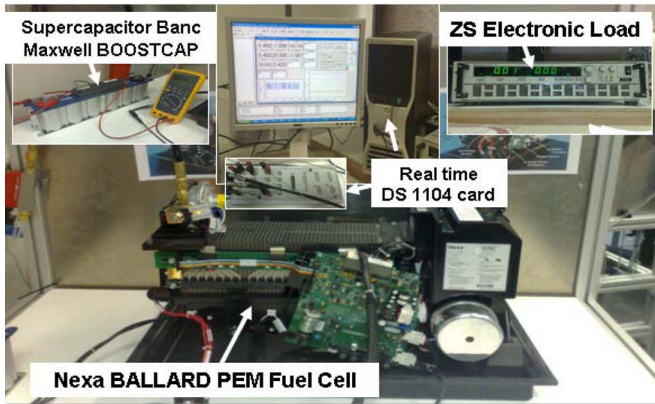


Fig. 11. Experimental bench components.

TABLE I
ELECTRIC CHARACTERISTICS OF POWER SOURCES

Fuel Cell: Parameter Name	Value
Open Circuit Voltage	45 V
Rated Voltage	26 V
Rated Current	46 A
Supercapacitor: Parameter Name	Value
Capacitance	125 F
Rated Voltage	32 V
Rated Current	200 A

A. Test-Bench Description

The Nexa FC designed by Ballard has been chosen. Indeed, many FC technologies are under development. Among them, the PEMFC is the most likely candidate for transport applications. A quick start-up and high power densities are some key advantages that make PEMs a promising technology for the automotive market [31]. This Nexa FC generator is composed of 46 cells and has a nominal power of 1200 W.

The transient auxiliary source consists of two Maxwell SC modules associated in series: Each module is achieved with the connection of six individual elements in series (2.7 V and 1500 F). This SC device is interconnected to the dc bus using a chopper built with standard insulated-gate-bipolar-transistor modules (SEMTRANS: SKM50GB123D). The switching frequency of the PWM is set to 25 kHz. The buck-boost inductor has a value of 100 μ H with a rated current of 150 A. The dc bus capacitor has a 10-mF value.

A real-time dSPACE DS1104 controller board has been used for implementing the energy management control strategy using Matlab/Simulink software. Fig. 11 shows the experimental test bench.

The cascaded control loops, which generate the duty-cycle reference d , have been implemented with digital PI controllers. Measurements are performed in the dSPACE controller board through A/D converters working at a 25-kHz sampling frequency.

The hybrid power source is connected to a programmable electronic load (Höcherl & Hackl, model ZS1806), which has a rated power of 1800 W ($i_{\max} = 150$ A/ $V_{\max} = 60$ V). This load emulates vehicle power consumption and is directly monitored by the dSPACE real-time card.

Table I shows the electric characteristics of the onboard power sources.

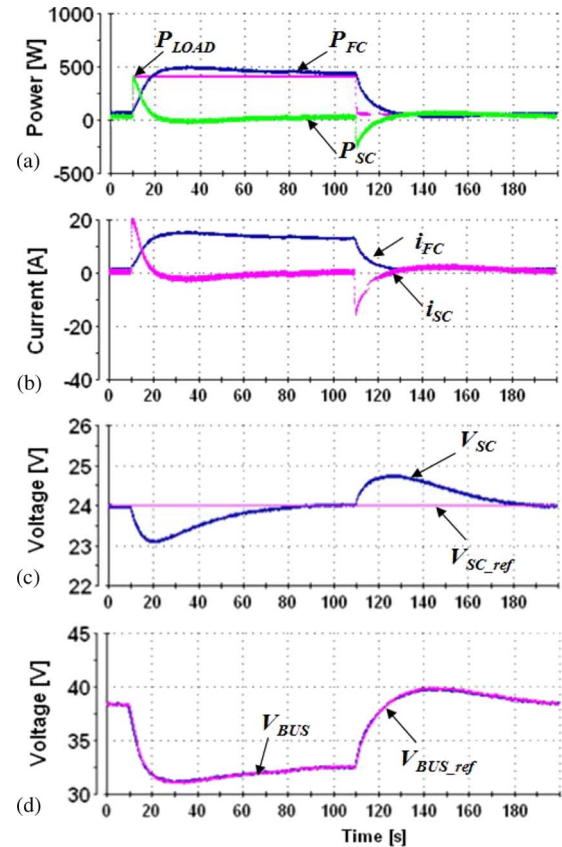


Fig. 12. LF square power demand.

B. Analysis of Results

Experiments have been performed on the experimental setup to validate the previously explained control strategies: 1) The three cascaded closed loops are properly decoupled, and the compensation loop efficiently ensures the required FC dynamic, regarding the FC static voltage/current characteristic. For that purpose, the time response of the hybrid system is analyzed.

The first load cycle shows fast transient reactions as well as some steady-state behaviors. It consists in a square waveform of the power demand characterized by a 5-mHz frequency, a 50-W low level, and a 400-W high level. The main variable waveforms of the hybrid system are shown in Fig. 12. The first subplot [Fig. 12(a)] shows that the required load power is supplied by two complementary sources. The SC auxiliary source reacts immediately after each load power edge and behaves as a high-bandpass filter with a time response of a few milliseconds. In addition, the FC slowly reacts to the load changes and responds as a low-bandpass filter with a time response of a few seconds. Fig. 12(b) shows each source current and shows that the control loops force each source to respect its own characteristics. The main source current i_{FC} smoothly increases from 1 to 15 A with a $1.5\text{-A} \cdot \text{s}^{-1}$ slope. Furthermore, the SC SOC is well managed since, in steady state, SC voltage tends to its reference value (24 V) [Fig. 12(c)]. SCs temporarily assist the FC and imply an SC voltage change. However, in the meantime, the slow FC reaction ensures a good regulation of the SC voltage. Indeed, this explains the small overshoot of FC power during the transient SC voltage compensation [Fig. 12(a) and (d)]. The FC voltage [Fig. 12(d)] varies inversely to the FC

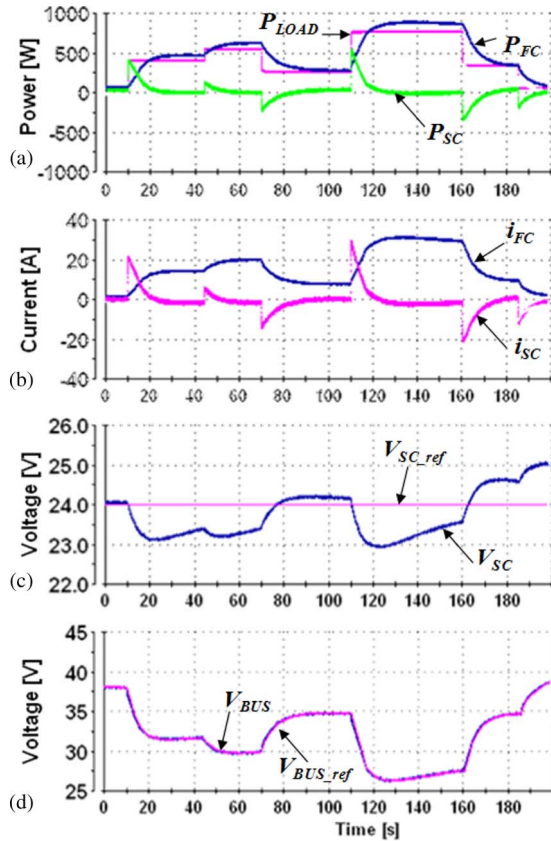


Fig. 13. Complete hybrid system response on a load cycle.

current. It is relevant with the static FC model composed of an electromotive force and a resistance in series.

The second experiment is carried out to validate the proposed management strategy on a power cycle representative of a vehicle power demand (Fig. 13). The load requirement consists in rising and falling power edges between 0 and 800 W. Regarding the SC current ($i_{SC}(t)$), note that the compensation action is very effective even though the dynamics of power demand is very fast (Fig. 13). Therefore, each load change does not affect the FC current and voltage ($i_{FC}(t)$ and $V_{FC}(t)$) instantaneously [Fig. 13(b) and (d)]. Nevertheless, the FC tends to set the SCs to its nominal SOC. Hence, the SC voltage fluctuates around its constant reference value V_{SCref} (24 V) continuously, as shown in Fig. 13(c). Notice that, at each power load decrease, the SCs' current sign changes in order to absorb over energy from the dc bus produced by FC, thus inducing the increase of the SCs' SOC.

The antiwindup compensation of each loop acts briefly. It avoids PI controller overshoot. Thus, each control loop is never subjected to any time delay. Hence, antiwindup compensation enables each control loop to remain close to a linear mode. For instance, Fig. 14 shows voltage-loop compensation action during a complete cycle.

The experimental results reveal and confirm the efficiency of the control strategy of the one-converter structure. In particular, the following keypoints can be observed.

- 1) The SCs supply most of the transient power required by the load.
- 2) The SCs' power has the fastest dynamics. The FC power has the slowest dynamics and both are well tuned.

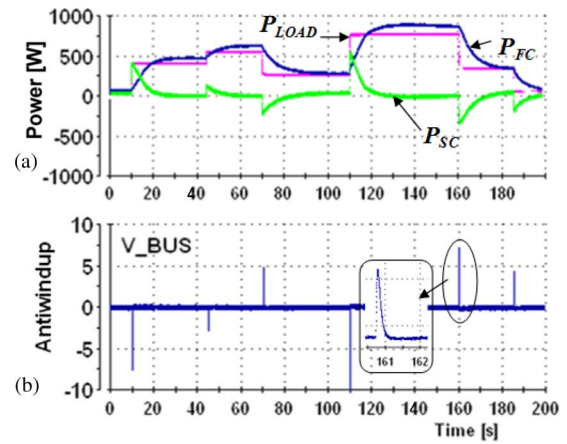


Fig. 14. Antiwindup output waveform of the voltage loop.

- 3) The load requirements are always satisfied on the whole driving cycle.

VI. CONCLUSION

This paper has dealt with the electrical power hybridization of a PEMFC, which has already been proved to be relevant for FC lifetime enhancement [4], [5]. An FC/SC hybrid architecture has been proposed to minimize the number of power static converters. It uses a single power converter dedicated to the transient source (SCs). A complete control structure has been developed and successfully implemented. It has been shown that the hybrid source is able to provide any load demand and to satisfy the sources' inherent characteristics: FC and SC voltage and current limits are considered, as well as slow FC dynamics. Despite its single degree of freedom, this innovative control strategy has been proved to be simple and effective.

The studied hybrid system can be easily adapted to different FC and SC specification requirements and can be scaled to many applications.

REFERENCES

- [1] *Energy Technology Analysis, Prospects for Hydrogen and Fuel Cells*, OECD Publishing, Paris, France, Dec. 2005, Int. Energy Agency.
- [2] Z. Jianli, C. Chakrabarti, L. Kyungsoo, C. Naehyuck, and S. Vrudhula, "Maximizing the lifetime of embedded systems powered by fuel cell-battery hybrids," *IEEE Trans. Very Large Scale Integr. (VLSI) Syst.*, vol. 17, no. 1, pp. 22–32, Jan. 2009.
- [3] C. Borroni-Bird, *MacMillan Encyclopedia of Energy*. New York: MacMillan, 2000, ch. Fuel Cell Vehicles.
- [4] B. Wahdame, L. Girardot, D. Hissel, F. Harel, X. François, D. Candusso, M. C. Péra, and L. Dumercy, "Impact of power converter current ripple on the durability of a fuel cell stack," in *Proc. IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, Jul. 2008, pp. 1495–1500.
- [5] F. Harel, X. François, D. Candusso, M-C. Péra, D. Hissel, and J-M. Kauffmann, "PEMFC durability test under specific dynamical current solicitation linked to vehicle road cycle," in *Fuel Cells from Fundamentals to Systems*. Weinheim, Germany: Wiley-VCH, Apr. 2007, pp. 141–152.
- [6] B. Wahdame, D. Candusso, X. François, F. Harel, M. C. Péra, D. Hissel, and J-M. Kauffmann, "Comparison between two PEM fuel cell durability tests performed at constant current under solicitations linked to transport mission profile," *Int. J. Hydrogen Energy*, vol. 32, no. 17, pp. 4523–4536, Dec. 2007.
- [7] M. Tekin, D. Hissel, M. C. Pera, and J. M. Kauffmann, "Energy-management strategy for embedded fuel-cell systems using fuzzy logic," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 595–603, Feb. 2007.

- [8] N. Guillet, S. Didierjean, A. Chenu, C. Bonnet, P. Carré, B. Wahdame, L. Dumercy, X. François, L. Girardot, F. Harel, D. Hissel, S. Besse, S. Boblet, V. Chaudron, A. De Bernardinis, G. Coquery, S. Escribano, and N. Bardi, "Scientific and technological progress toward the development of an 80 kW PEM fuel cell system for transport applications," in *Proc. Symp. EVS-23*, Anaheim, CA, Dec. 2007.
- [9] P. Corbo, F. Migliardini, and O. Veneri, "Dynamic behaviour of hydrogen fuel cells for automotive application," *Renewable Energy*, vol. 34, no. 8, pp. 1955–1961, Aug. 2009.
- [10] G. Hoogers, *Fuel Cell Technology Handbook*. Boca Raton, FL: CRC, Oct. 2002, ch. 10.
- [11] H. Tao, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Line-interactive UPS using a fuel cell as the primary source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 8, pp. 3012–3021, Aug. 2008.
- [12] B. Destraz, P. Barrade, and A. Rufer, "Power assistance for diesel—Electric locomotives with supercapacitive energy storage," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2004, pp. 677–682.
- [13] A. Schneuwly, M. Bärtschi, V. Hermann, G. Sartorelli, R. Gallay, and R. Kötz, "BOOSTCAP double-layer capacitors for peak power automotive applications," in *Proc. 2nd AABC*, Feb. 2002, pp. 1–15.
- [14] R. Kötz, S. Müller, M. Bärtschi, B. Schnyder, P. Dietrich, F. N. Büchi, and A. Tsukada, "Supercapacitors for peak-power demand in fuel-cell-driven cars," in *Proc. ECS*, 2001, vol. 4, p. 564.
- [15] F. Giulii and M. Capponi, "Using super capacitors in combination with bi-directional DC/DC converters for active load management in residential fuel cell applications," in *Proc. 1st IEEE-ESSCAP*, 2004, [CD-ROM].
- [16] M. Cacciato, F. Caricchi, F. Giuhlii, and E. Santini, "A critical evaluation and design of bi-directional DC/DC converters for supercapacitors interfacing in fuel cell applications," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, Oct. 2004, vol. 2, pp. 1127–1133.
- [17] Z. Jiang, L. Gao, M. J. Blackwelder, and R. A. Dougal, "Design and experimental tests of control strategies for active hybrid fuel cell/battery power sources," *J. Power Sources*, vol. 130, no. 1/2, pp. 163–171, May 2004.
- [18] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Control strategy of fuel cell and supercapacitors association for distributed generation system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3225–3233, Dec. 2008.
- [19] M. Becherif, M. Y. Ayad, and A. Miraoui, "Modeling and passivity-based control of hybrid sources: Fuel cells and super-capacitors," in *Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meeting*, 2006, vol. 3, pp. 1134–1139.
- [20] K. Jin, X. Ruan, M. Yang, and M. Xu, "A hybrid fuel cell power system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 4, pp. 1212–1222, Apr. 2009.
- [21] Z. Jiang and R. A. Dougal, "A compact digitally controlled fuel cell/battery hybrid power source," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1094–1104, Jun. 2006.
- [22] A. Hajizadeh and M. A. Golkar, "Intelligent power management strategy of hybrid distributed generation system," *Elect. Power Energy Syst.*, vol. 29, no. 10, pp. 783–795, Dec. 2007.
- [23] J. Moreno, M. E. Ortúzar, and J. W. Dixon, "Energy-management system for a hybrid electric vehicle, using ultracapacitors and neural networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 2, pp. 614–623, Apr. 2006.
- [24] J. N. Marie-Francoise, H. Gualous, R. Outbib, and A. Berthon, "42 V Power Net with supercapacitor and battery for automotive applications," *J. Power Sources*, vol. 143, no. 1/2, pp. 275–283, Apr. 2005.
- [25] P. Thounthong, S. Raël, and B. Davat, "Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications," *J. Power Sources*, vol. 193, no. 1, pp. 376–385, Aug. 2009.
- [26] T. Azib, O. Bethoux, G. Remy, and C. Marchand, "Structure and control strategy for a parallel hybrid fuel cell/supercapacitors power source," in *Proc. 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf.*, Dearborn, MI, Sep. 2009, pp. 1858–1863.
- [27] C. A. Ramos-Paja, C. Bordons, A. Romero, R. Giral, and L. Martínez-Salamero, "Minimum fuel consumption strategy for PEM fuel cells," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 685–696, Mar. 2009.
- [28] A. Payman, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Implementation of a flatness based control for a fuel cell-ultracapacitor hybrid system," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, Jun. 2007, pp. 357–362.
- [29] M. Ortuzar, J. Moreno, and J. Dixon, "Ultracapacitor-based auxiliary energy system for an electric vehicle: Implementation and evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 4, pp. 2147–2156, Aug. 2007.
- [30] M. Garcia Arregui, "Theoretical study of a power generation unit based on the hybridization of a fuel cell stack and ultracapacitors," Ph.D. dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, Dec. 4, 2007.
- [31] F. Barbir, *PEM Fuel Cells*. New York: Academic, 2005.



and supercapacitors).

Toufik Azib received the Diploma in electrotechnical engineering from the University of Setif, Setif, Algeria, in 2006 and the M.Sc. degree in electrical engineering from Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, France, in 2007. He is currently working toward the Ph.D. degree in the Laboratoire de Génie Electrique de Paris, Gif-sur-Yvette, France.

His current research interests include power electronics and electrical devices (fuel cells, batteries,



and supercapacitors).

Olivier Bethoux (M'09) received the M.Sc. degree from the Ecole Centrale de Lille, Lille, France, in 1990 and the Ph.D. degree from the Université de Cergy-Pontoise, Cergy-Pontoise, France, in 2005.

From 1992 to 1997, he was a Research Engineer with the Alcatel Alstom Research Center, France. He joined the Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications as a Lecturer in 1997. Since 2006, he has been with the Laboratoire de Génie Electrique de Paris, Gif-sur-Yvette, France, as an Associate Professor. His current research inter-

ests include advanced control techniques and energy management with new power sources like fuel and photovoltaic cells.



Ghislain Remy (S'03–M'06) received the teaching degree "Aggregation" from the Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France, in 2001 and the Ph.D. degree from the Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France, in 2007.

Since 2008, he has been an Assistant Professor with the Laboratoire de Génie Electrique de Paris, Gif-sur-Yvette, France. His current research interests include the optimization and design of electromechanical systems.



Claude Marchand (M'07) received the M.Sc. degree from the Ecole Normale Supérieure de Cachan, Cachan, France, and the Ph.D. degree from the Université Paris-Sud XI, Paris, France, in 1991.

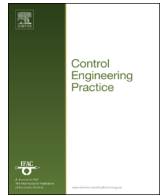
Since 1988, he has been with the Laboratoire de Génie Electrique de Paris (LGEP), Gif-sur-Yvette, France. From 1994 to 2000, he was an Assistant Professor with the Institut Universitaire de Technologie de Cachan, Université Paris-Sud. Since 2000, he has been a Professor with the Université Paris-Sud XI.

He is the Head of the LGEP research team "Design, Control, and Diagnosis" on electromagnetic systems. His research interests are in eddy current nondestructive testing and in design and control of electrical actuators.



Eric Berthelot was born in Puiseaux, France, in 1957.

Since 1991, he has been an Engineer with the Research and Development (R&D) and has joined the Laboratoire de Génie Electrique de Paris, Gif sur Yvette, France. He has been responsible for the design of drive control systems and power supply converters. Currently, he has been responsible for the design and for the technology improvement of the magnetostriction platform, the electromagnetic actuators platform, the nondestructive testing platform, and the hydrogen fuel cells platform.



A passivity-based controller for coordination of converters in a fuel cell system



M. Hilairet^{a,*}, M. Ghanes^b, O. Béthoux^c, V. Tanasa^d, J.-P. Barbot^b, D. Normand-Cyrot^d

^a FEMTO-ST/FCLab, CNRS UMR 6174, Université de Franche-Comté, F-90010 Belfort, France

^b ECS-Lab/ENSEA, 6 Avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise, France

^c LGEP/SPEE Labs, CNRS UMR8507, SUPELEC, Univ Pierre et Marie Curie-P6, Univ Paris Sud-P11, 91192 Gif sur Yvette, France

^d Laboratoire des Signaux et Systèmes, CNRS UMR 8506, SUPELEC, Université Paris-Sud 11, 3, rue Joliot Curie, Plateau de Moulon F91192 Gif sur Yvette, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 4 September 2012

Accepted 4 April 2013

Available online 14 May 2013

Keywords:

Fuel cell

Supercapacitors

Power management

Port-controlled Hamiltonian systems

IDA-PBC methodology

Experimentation

ABSTRACT

The problem of converters coordination of a fuel cell system involving a hydrogen fuel cell with supercapacitors for applications with high instantaneous dynamic power is addressed in this paper. The problem is solved by using a non-linear controller based on passivity. The controller design is based on the interconnection and damping assignment approach, where the proof of the local system stability of the whole closed-loop system is shown. Simulation and experimental results on a reduced scale system prove the feasibility of the proposed approach for a real electrical vehicle.

© 2013 Elsevier Ltd. All rights reserved.

1. Introduction

To comply with environmental norms, the development of electric and hybrid vehicles has increased since 2009. In this context, the development of a fuel cell (FC) system as the main source of energy, is considered due to the noise reduction, high efficiency, low weight, compact size, modularity and controllability. However, this technology has some weak points, such as cost, reliability and durability. Specifically, to ensure a good health state of the FC, it is necessary for the FC to deliver a slowly varying current, i.e. a current slope lower than 4 A/s for a 0.5 kW/12.5 V FC (Thounthong, Rael, & Davat, 2009), and 10 A/s for a 20 kW/48 V FC (Corbo, Migliardina, & Veneri, 2009) as examples. Thus, an FC needs to be associated with other sources which supply short pulse energy and fill the temporary failure of the FC (Hissel, Turpin, Astier, & Boulon, 2008). Nowadays, these auxiliary sources can either be batteries or supercapacitors (SCs). Sometimes, batteries are not able to bear high power charge and discharge conditions, whereas supercapacitors have a high power range. Therefore, for fast power demands, supercapacitors are probably the best-suited components (Rodatz, Paganelli, Sciarretta, & Guzzella, 2005).

In this paper, the challenging problem of the power management of an hydrogen FC system associated to a reversible impulse energy source (the supercapacitors) is considered and involves both practical and theoretical issues. There are several electric architectures of the hybrid system, which can be classified into three categories: series, cascaded and parallel (Cacciato, Caricchi, Giuhlii, & Santini, 2004; Jiang, Gao, Blackwelder, & Dougal, 2004). The literature has shown that the parallel architectures are the most suitable ones.

The parallel structures with only one converter (Azib, Bethoux, Remy, & Marchand, 2010; Davat, Astier, Azib, & Bethoux, 2009) or two converters (Davat et al., 2009) can fully respect the mentioned requirements. This paper is dedicated to the study of the structure with two converters as shown in Fig. 1.

Nowadays, high-performance and efficiency controllers are readily available (Arce, del Real, & Bordons, 2009; Azib, Bethoux, Remy, & Marchand, 2009; Azib, Bethoux, Marchand, & Berthelot, 2009; Thounthong et al., 2009; Thounthong, Rael, Davat, & Sethakul, 2009; Vahidi, Stefanopoulou, & Peng, 2006). These allow to the current, delivered by the FC, to have smooth behavior in order to ensure its life time, while the SCs provide the load power transient (Arce et al., 2009; Thounthong et al., 2009). Unfortunately, the closed-loop system stability of these controllers are generally not proved theoretically, although they are effective.

Therefore, this drawback opens a theoretically challenging problem. In this work, a non-linear controller based on the Interconnection and Damping Assignment–Passivity Based Control

* Corresponding author. Tel.: +33 8458 3601.

E-mail address: mickael.hilairet@univ-fcomte.fr (M. Hilairet).

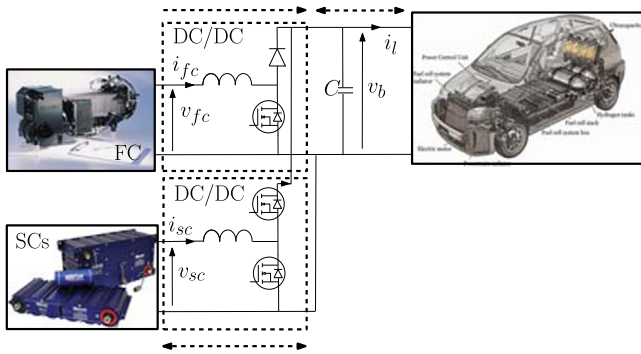


Fig. 1. Two converters parallel structure studied in this work.

(IDA-PBC) has been studied in order to prove the local asymptotic stability of the whole closed-loop system, while maintaining the same objectives and components security as standard controllers, i.e. the controller has to sustain the bus voltage and the supercapacitors voltage at desired levels without compromising the FC operation as the fuel starvation during fast load change which refers to an operation with an insufficient amount of gas in the active layer (Yousfi-Steiner, Moçotéguy, Candusso, & Hissel, 2009).

This paper is divided into four sections as follows: section two describes some standard power management controllers based on a frequency decoupling of the sources. The proposed passivity-based controller is detailed in Section 3; in Section 4 simulation results are presented. Finally, the approach has been applied to a reduced scaled test bench system based on the Nexa Ballard fuel cell. Furthermore, Section 5 deals with the implementation and experimental results.

2. Power management

The power management must comply with the load power demands and to provide an effective fuel cell control while decreasing the fuel consumption. Also it has to prevent the fuel starvation during fast load demands, to maintain the DC bus and state of charge of the supercapacitors constant and to ensure the proper use of each component.

The main objective of the control strategies is to regulate the DC bus voltage with the FC as the primary power source (Davat et al., 2009). However, fuel cell performances (efficiency, degradation, aging effects) are influenced by many environmental and application constraints (Wahdame et al., 2008). These aging tests prove that limiting the load dynamic effects can save the FC performances and raise its durability. Therefore, it seems clear that the DC bus regulation has to be managed by the supercapacitors. A short survey reveals a significant number of strategies, like the one based on the state-feedback (Jiang et al., 2004), fuzzy logic (Kisacikoglu, Uzunoglu, & Alam, 2009; Martinez, Hissel, Pera, & Amiet, 2011), proportional-integral controllers (Azib et al., 2010), RST controller (Caux, Lachaize, Fadel, Shott, & Nicod, 2005), passivity (Becherif, 2006), flatness (Zandi, Payman, Martin, Pierfederici, Davat, & Meibody-Tabar, 2011) or model predictive control (Vahidi et al., 2006). Alternative approach exist such as optimal control (Rodatz et al., 2005), dynamic programming (Brahma, Guezennec, & Rizzoni, 2000) or empirical control associated with a multi objective genetic algorithm optimization (Paladini, Donato, de Risi, & Laforgia, 2007) that has been applied for the supervisory power train control problem in charge sustaining hybrid electric vehicles. However, these approaches are based on the *a priori* knowledge of the power load, thus real-time control is not straightforward implementable.

In Azib, Bethoux, Remy, and Marchand (2011), a two converters structure control strategy has been detailed. It relies on the control of the converter in such a way to split the demanded power between the FC and SCs. The converter-parameter tuning is based on a frequency decoupling so that to coordinate the two sources without compromising the FC operation. The DC bus capacitor filters the high frequencies (i.e. above the kHz), the SCs associated with their converters provide the medium frequencies (from 1 kHz to 1 Hz), and the FC ensures the low frequencies (less than 1 Hz). This frequency decoupling of the sources naturally induces a power management strategy based on cascaded loops and the control is effective (Azib et al., 2011). The gains are tuned to ensure the closed-loop system stability, although it has not been theoretically proved. Therefore, this drawback seems to be a theoretically challenging problem, while maintaining the same objectives and the component security. Therefore, in this work a passivity-based controller, which relies on the well-known IDA-PBC method (Ortega & Garcia-Canese, 2004; Ortega, van der Schaft, Castanos, & Astolfi, 2008, 2002), has been studied in order to prove the asymptotic stability of the outer closed-loop system and finally the local asymptotic stability of the whole system.

In Becherif (2006) a full order IDA-PBC has been designed for a similar system. However, currents i_{fc} and i_{sc} can exceed the maximum value allowed, because they are not directly controlled. This point is generally mandatory for industrial applications; it is the reason why the strategy proposed in this paper comprises two loops as shown in Fig. 2. To be more precise, there are two inner current loop controllers for the FC and SCs respectively, based on PI controllers and only one outer loop which controls the DC bus voltage and state of charge of the SCs. In this work, the outer-loop controller is based on passivity approach.

3. Passivity-based controller

3.1. Port controlled Hamiltonian system

The PBC defines a controller design methodology that stabilizes the system by making it passive. Although there are many variations on this basic idea, the PBC can be broadly classified into two major groups. In the “regular” PBC, the designer chooses the storage function (usually quadratic), and then designs the controller that makes the storage function non-increasing (Cecati, Dell’Aquila,

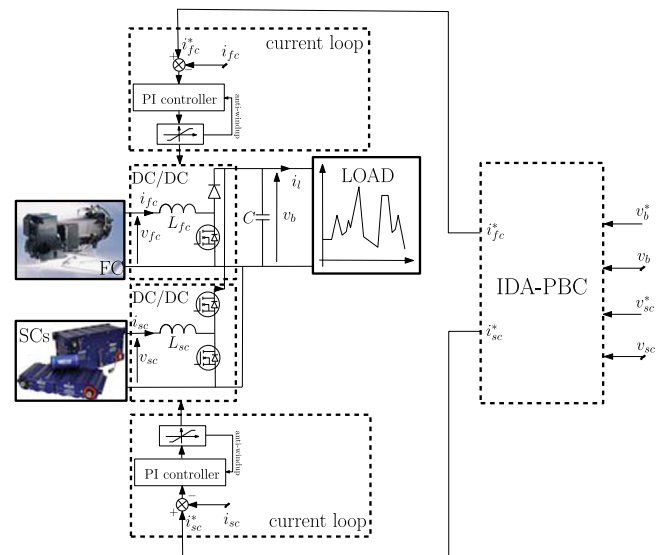


Fig. 2. IDA-PBC structure.

Liserre, & Monopoli, 2003). In the second PBC methodology, the storage function of the closed-loop system remains free. The designer selects a control structure, such as Lagrangian, port-controller Hamiltonian (PCH) or Brayton-Moser formulation (Jeltsema & Scherpen, 2003; Weiss, Mathis, & Trajkovic, 1998; Zhou, Khambadkone, & Kong, 2009), and then, characterizes all assignable energy or power functions. The most notable examples of this approach are the controlled Lagrangian systems, and the IDA-PBC (Ortega & Garcia-Canseco, 2004; Ortega et al., 2008, 2002; Van der Schaft, 1996). It is the latter method that has been chosen in this work.

First, the IDA-PBC approach consists in identifying the natural energy function of the system called $H(x)$. Rewriting a non-linear system:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u; & x \in \mathfrak{R}^n; u \in \mathfrak{R}^m \\ y &= h(x); & y \in \mathfrak{R}^m \end{aligned}$$

versus the gradient of the energy function:

$$\nabla H(x) = \left[\frac{\partial H}{\partial x_1}(x) \quad \frac{\partial H}{\partial x_2}(x) \quad \dots \quad \frac{\partial H}{\partial x_n}(x) \right]^T$$

leads to PCH form as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [\mathcal{J}(x) - \mathcal{R}(x)]\nabla H(x) + g(x)u \\ y &= g^T(x)\nabla H(x) \end{aligned}$$

where y is the output, $\mathcal{J}(x) = -\mathcal{J}^T(x)$ is a skew-symmetric matrix of dimension $n \times n$ representing the interconnections between states, and $\mathcal{R}(x) = \mathcal{R}^T(x) \geq 0$ is a positive semi-definite symmetric matrix representing the natural damping of the system.

3.2. The IDA-PBC methodology

Let us consider the system (Ortega & Garcia-Canseco, 2004; Ortega et al., 2008)

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u \tag{1}$$

and assume there are matrices $\mathcal{J}_d(x) = -\mathcal{J}_d^T(x)$, $\mathcal{R}_d(x) = \mathcal{R}_d^T(x) \geq 0$ and a function $H_d(x) : \mathfrak{R}^n \rightarrow \mathfrak{R}$ so that the closed-loop system (1) with control variable u

$$u = [g^T(x)g(x)]^{-1}g^T(x)[\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]\nabla H_d - f(x)$$

takes the PCH form

$$\dot{x} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)]\nabla H_d \tag{2}$$

$H_d(x)$ is such that $x^* = \operatorname{argmin}_{x \in \mathfrak{R}^n} (H_d(x))$ with $x^* \in \mathfrak{R}^n$ the (locally) equilibrium to be stabilized. The system is asymptotically stable if, in addition, x^* is an isolated minimum of $H_d(x)$ and if the largest invariant set under the closed-loop dynamics (2) contained in $\{x \in \mathfrak{R}^n \mid [\nabla H_d]^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d = 0\}$ equals x^* .

The stability of x^* is established noting that, along the trajectories of (2), we have

$$\dot{H}_d = -[\nabla H_d]^T \mathcal{R}_d(x) \nabla H_d \leq 0$$

Hence, $H_d(x)$ is qualified as a Lyapunov function. Asymptotic stability immediately follows invoking the La Salle's invariance principle (LaSalle, 1960). Finally, to ensure that the solutions remain bounded, we give the estimate of the field of attraction as the largest bounded level set of $H_d(x)$.

3.3. Hybrid system modeling

Fuel cell modeling: The model used is a static model (Pukrushpan, Peng, & Stefanopoulou, 2004) where the FC voltage v_{fc} is computed according to the current stack i_{fc} by a 5th order polynomial function

as shown in Fig. 3. The data fitting has been obtained according to experimental results.

SCs boost converter: SCs can be charged or discharged; therefore the storage elements are connected to the DC bus through a reversible power converter as shown in Fig. 4. The boost converter is controlled by binary input $w_2(t)$. We define α_2 as the duty cycle of the control variable $w_2(t)$. The second sub-system is represented by an average model as follows:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{sc}(t) &= \frac{1}{L_{sc}} (-(1-\alpha_2(t))v_b(t) + v_{sc}(t)) \\ \frac{d}{dt} v_{sc}(t) &= -\frac{i_{sc}(t)}{C_{sc}} \end{aligned}$$

FC boost converter, DC bus and load model: To use the FC in an electric power system, a boost converter must increase the FC voltage, because the FC voltage is often less than the DC bus voltage. The boost converter represented in (4) is controlled by

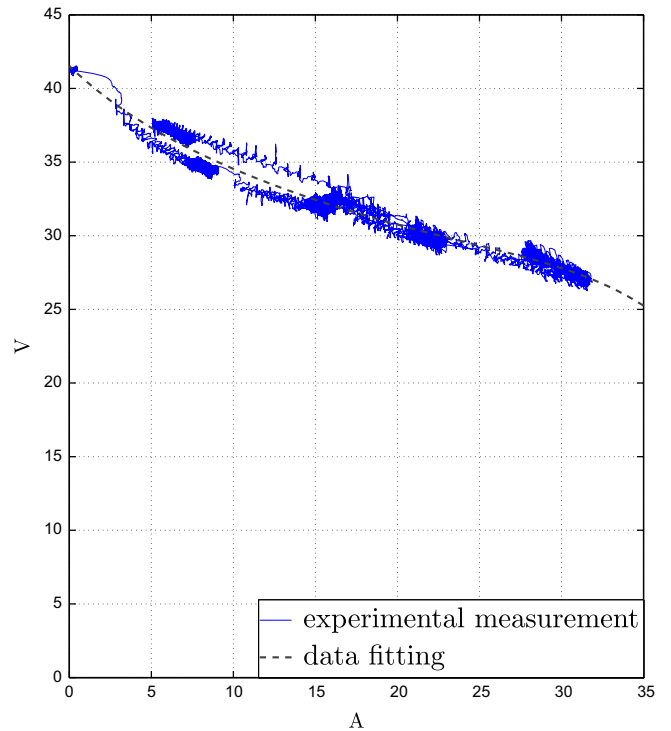


Fig. 3. Fuel cell voltage vs current.

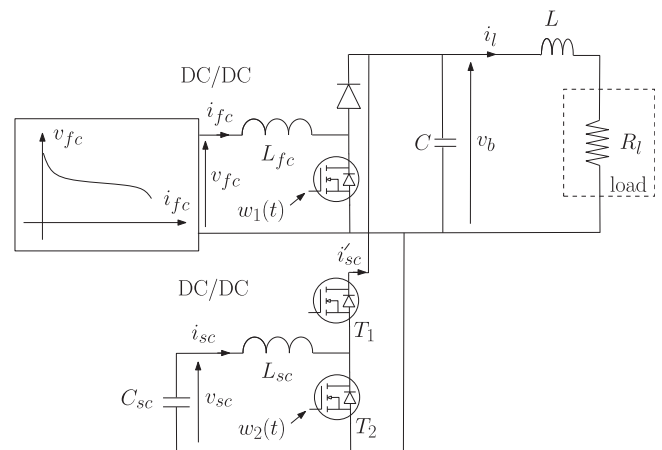


Fig. 4. DC bus and load model.

binary input $w_1(t)$. Defining α_1 as the duty cycle of control variable $w_1(t)$, this subsystem can be represented by its average model (here, the switches are regarded as ideal):

$$\frac{d}{dt} i_{fc} = \frac{1}{L_{fc}} (-(1-\alpha_1(t))v_b(t) + v_{fc}(t))$$

$$\frac{d}{dt} v_b(t) = \frac{1}{C} ((1-\alpha_1(t))i_{fc}(t) + (1-\alpha_2(t))i_{sc}(t) - i_l(t))$$

where $v_b(t)$ is the DC link voltage, $v_{fc}(t)$ is the FC voltage, $i_l(t)$ is the DC current delivered to the load and $i_{fc}(t)$ is the FC current.

In our work, the load is modeled by a variable resistance circuit ($R_l(t)$), whose value varies according to the power required by the load. The average model is

$$\frac{d}{dt} i_l(t) = \frac{1}{L} (-R_l(t)i_l(t) + v_b(t))$$

where inductance L is not part of the load and represents the imperfections of the system. The load model could have been replaced by a current source $i_l(t)$ and the same approach described later could be adopted (see Appendix C).

Complete model: It follows that the complete “fuel cell - supercapacitors” system is represented by the 5th order non-linear state

space model :

$$\frac{d}{dt} v_b(t) = \frac{(1-\alpha_1(t))i_{fc}(t) + (1-\alpha_2(t))i_{sc}(t) - i_l(t)}{C} \tag{3}$$

$$\frac{d}{dt} v_{sc}(t) = -\frac{i_{sc}(t)}{C_{sc}} \tag{4}$$

$$\frac{d}{dt} i_l(t) = \frac{-R_l(t)i_l(t) + v_b(t)}{L} \tag{5}$$

$$\frac{d}{dt} i_{fc}(t) = \frac{-(1-\alpha_1(t))v_b(t) + v_{fc}(t)}{L_{fc}} \tag{6}$$

$$\frac{d}{dt} i_{sc}(t) = \frac{-(1-\alpha_2(t))v_b(t) + v_{sc}(t)}{L_{sc}} \tag{7}$$

with state space $x(t) = [v_b; v_{sc}; i_l; i_{fc}; i_{sc}]^T$, control inputs $u(t) = [u_1; u_2]^T = [1-\alpha_1; 1-\alpha_2]^T$, measures $y(t) = x$ and v_{fc} .

Outer loop model (reduced model): The system of 5 Eqs. (3)–(7) is called a *singular perturbed system*, because of the difference of time scale between the voltages and the currents (Kokotovic, Khalil, & O'Reilly, 1986). Therefore, the systems (3)–(7) is forced into current-controlled mode using a fast inner current loop. More precisely, the following PI current controllers associated with a

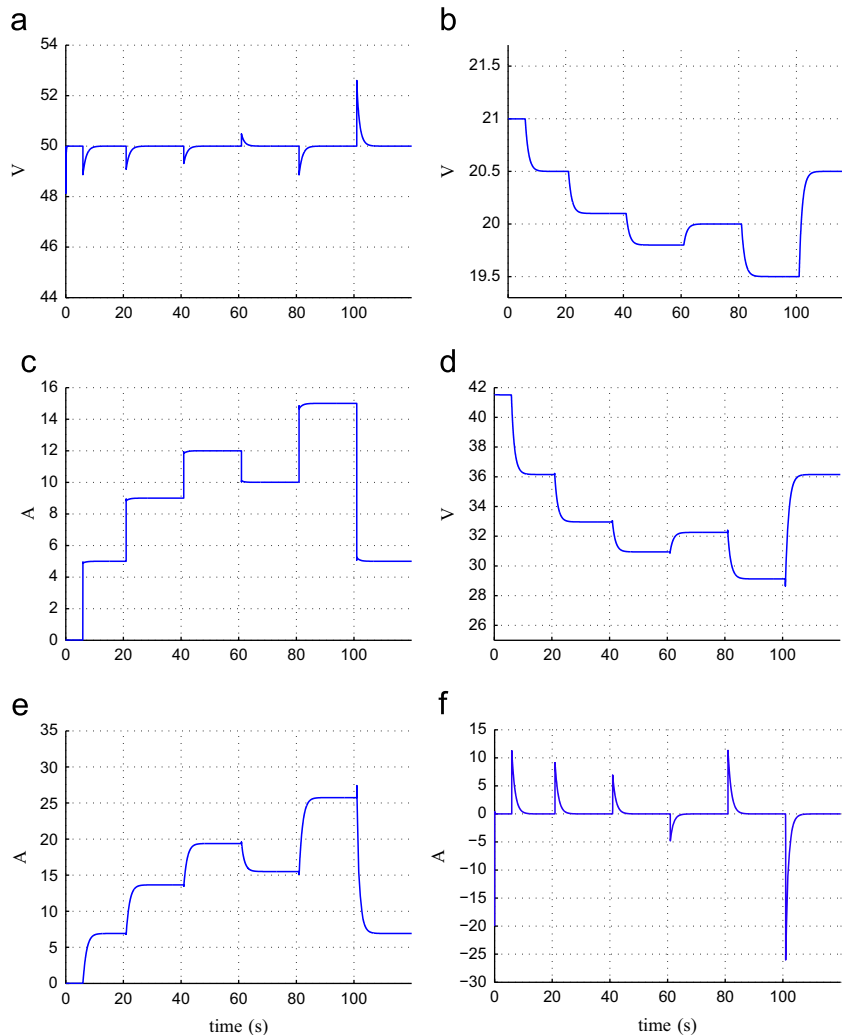


Fig. 5. Simulation result with the resistance as unknown parameters ($\alpha=10$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_l . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

anti-windup scheme

$$u_1 = K_{i_{fc}} \int_0^t (i_{fc}^* - i_{fc}) dt + K_{p_{fc}} (i_{fc}^* - i_{fc}) \quad (8)$$

$$u_2 = K_{i_{sc}} \int_0^t (i_{sc}^* - i_{sc}) dt + K_{p_{sc}} (i_{sc}^* - i_{sc}) \quad (9)$$

are used to force i_{fc} and i_{sc} to track their respective references i_{fc}^* and i_{sc}^* and produce fast responses when large feedback gains are used. The control u_1 and u_2 act as high-gain feedback, for more details see for example (Marino, 1985).

Consider (6) and (8) for $K_{i_{fc}}$ and $K_{p_{fc}}$ sufficiently large with respect to voltage and load dynamics. After transient (convergence), one get $i_{fc} - i_{fc}^* = 0$ and $\int_0^t (i_{fc}^* - i_{fc}) dt = v_{fc} / v_b K_{i_{fc}}$. These imply that (8), after transient, becomes $u_1 = v_{fc} / v_b$. The same argument is used for (7) and (9), where after transient, one get $u_2 = v_{sc} / v_b$. Consequently after transient, by replacing the new obtained u_1 and u_2 in (3), and currents $i_{fc} - i_{sc}$ by their references $i_{fc}^* - i_{sc}^*$ in (3) and (4) as a new inputs, it follows that

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} v_b(t) &= \frac{1}{C} \left(\frac{v_{fc}(t)}{v_b(t)} i_{fc}^*(t) + \frac{v_{sc}(t)}{v_b(t)} i_{sc}^*(t) - i_l(t) \right) \\ \frac{d}{dt} v_{sc}(t) &= -\frac{i_{sc}^*(t)}{C_{sc}} \\ \frac{d}{dt} i_l(t) &= \frac{-R_l(t) i_l(t) + v_b(t)}{L} \end{aligned} \quad (10)$$

with $x_r(t) = [x_1; x_2; x_3]^T = [v_b; v_{sc}; i_l]^T$, control inputs $u_r = [i_{fc}^*; i_{sc}^*]^T$, measures y_r and z_r as $y_r = [v_b; v_{sc}; i_l]^T$ and $z_r = [i_{fc}; i_{sc}; v_{fc}]^T$.

Remark 1. In the sequel, the outer closed-loop control is designed by using the model (10) such that its dynamic is slower than the dynamic of the PI fast actuators (8) and (9).

3.4. IDA-PBC outer loop controller design

The main objective of IDA-PBC is to assign the state point $x_r = [x_1; x_2; x_3]^T = [v_b; v_{sc}; i_l]^T$ to the desired equilibrium one $x_r^* = [v_b^*; v_{sc}^*; v_b^*/R_l]$, with v_b^* and v_{sc}^* the DC bus and SCs desired voltages, by tacking into account the following constraint and protection:

- **Constraint 1:** the FC has to prevent stack stresses during power transients.
- **Protection 1:** the FC voltage v_{fc} has to be no less than a minimum value v_{fcmin} .

According to (Section 3.2), the IDA-PBC methodology looks for an energy function H_d so that its minimum is reached at the desired equilibrium point x_r^* . This energy function H_d is chosen as $H_d = \frac{1}{2} \tilde{x}_r^T Q \tilde{x}_r$ with $\tilde{x}_r = x_r - x_r^*$ and $Q = \text{diag}(C, C_{sc}, L)$. In these circumstances, writing the PCH system in terms of the dynamics of the error and the gradient of desired closed-loop energy function ∇H_d is

$$\dot{\tilde{x}}_r = [\mathcal{J} - \mathcal{R}] \nabla H_d + A(u_r, x_r, x_r^*, z_r) \quad (11)$$

with

$$\mathcal{J} - \mathcal{R} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{LC} \\ 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{LC} & 0 & -\frac{R_l}{L^2} \end{bmatrix}, \quad \nabla H_d = \begin{bmatrix} C \tilde{v}_b \\ C_{sc} \tilde{v}_{sc} \\ L \tilde{i}_l \end{bmatrix}$$

$$A^t = \left[\frac{1}{C} \left(\frac{v_{fc}}{v_b} i_{fc}^* + \frac{v_{sc}}{v_b} i_{sc}^* - i_l^* \right); -\frac{1}{C_{sc}} i_{sc}^*; 0 \right]$$

Solving the algebraic equation in $\mathcal{J}_d(x)$ and $\mathcal{R}_d(x)$ with the constraint of skew-symmetry and positive semi-definiteness of $\mathcal{J}_d(x)$ and $\mathcal{R}_d(x)$ respectively, with the two unknown matrices

equal to

$$\mathcal{J}_d = \begin{bmatrix} 0 & J_{12} & J_{13} \\ -J_{12} & 0 & J_{23} \\ -J_{13} & -J_{23} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{R}_d = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & r_3 \end{bmatrix}$$

leads to the matching equations

$$\begin{aligned} -r_1 C \tilde{v}_b + J_{12} C_{sc} \tilde{v}_{sc} + J_{13} L \tilde{i}_l &= -\frac{1}{C} \tilde{i}_l + \frac{1}{C} \left(\frac{v_{fc}}{v_b} i_{fc}^* + \frac{v_{sc}}{v_b} i_{sc}^* - i_l^* \right) \\ -J_{12} C \tilde{v}_b - r_2 C_{sc} \tilde{v}_{sc} + J_{23} L \tilde{i}_l &= -\frac{1}{C_{sc}} i_{sc}^* \\ -J_{13} C \tilde{v}_b - J_{23} C_{sc} \tilde{v}_{sc} - r_3 L \tilde{i}_l &= \frac{1}{L} \tilde{v}_b - \frac{R_l}{L} \tilde{i}_l \end{aligned}$$

One solution is $r_3 = R_l/L^2$, $J_{13} = -1/CL$, and $J_{23} = 0$ with $r_1 > 0$ and $J_{12} < 0$, which leads to the non-linear control law:

$$i_{fc}^* = \frac{v_b}{\max(v_{fc}, v_{fcmin})} \left(\frac{v_b^*}{R_l} + C_{sc} \left(C J_{12} - \frac{v_{sc}}{v_b} C_{sc} r_2 \right) \tilde{v}_{sc} - C \left(\frac{v_{sc}}{v_b} C_{sc} J_{12} + r_1 C \right) \tilde{v}_b \right) \quad (12)$$

$$i_{sc}^* = C_{sc} (C J_{12} \tilde{v}_b + r_2 C_{sc} \tilde{v}_{sc}) \quad (13)$$

so that the closed-loop system responds to the following dynamics

$$\dot{\tilde{x}}_r = [\mathcal{J}_d - \mathcal{R}_d] \nabla H_d \quad (14)$$

with

$$\mathcal{J}_d = \begin{bmatrix} 0 & J_{12} & -\frac{1}{LC} \\ -J_{12} & 0 & 0 \\ \frac{1}{LC} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathcal{R}_d = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_2 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_l}{L^2} \end{bmatrix}$$

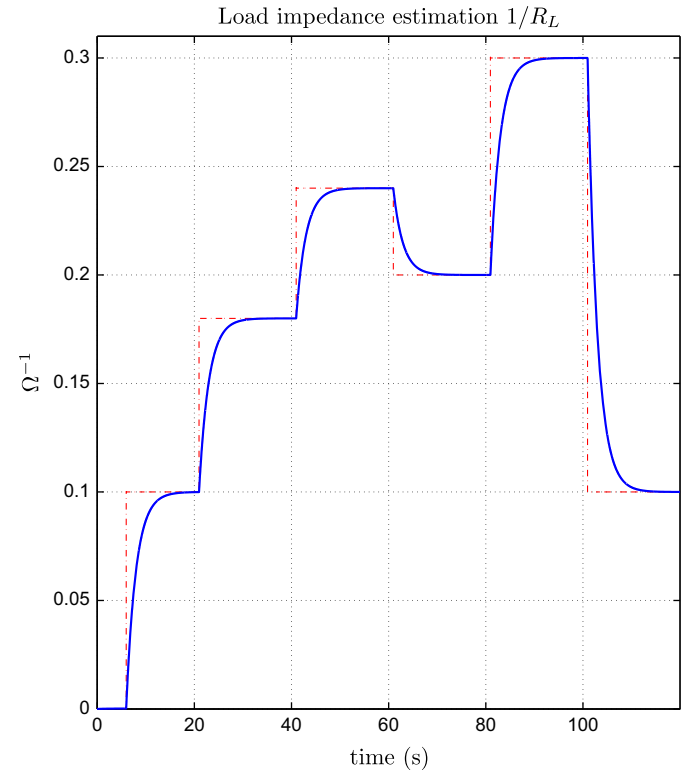


Fig. 6. Simulation result of the load admittance estimation. (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_L . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

The analysis of the control (12) and (13) shows that SCs supply energy due to an error on the DC bus voltage; the error itself is caused by power spikes or a variation of the DC bus voltage reference. The desired FC current (i_{fc}^*) shows that the FC supply satisfies two main objectives:

- the permanent power flow from the FC to the load,
- the energy contribution to regulate the SCs voltage.

Obviously, it does not seem judicious that the FC current participates in the control of the DC bus voltage according to constraint 1. So, tuning parameters r_1 and J_{12} are set equal to $x_2 \alpha / x_1 C^2$ and $-\alpha / CC_{sc}$ with $\alpha > 0$, such that the right hand side of (12) is canceled.

Moreover, in order that the ultra-capacitors managed only the DC bus voltage as the control proposed in Azib et al. (2010), the tuning parameter r_2 is set equal to zero. The control law is now as follows:

$$i_{fc}^* = \frac{v_b}{\max\{v_{fc}, v_{fcmin}\}} \left(\frac{v_b^*}{R_l} - \alpha \tilde{v}_{sc} \right); \quad \alpha > 0 \tag{15}$$

$$i_{sc}^* = -\alpha \tilde{v}_b \tag{16}$$

In practice the fuel cell (FC) voltage v_{fc} is always positive and does not reach zero voltage for safety conditions. Moreover, controllers (12) and (15) are not singular for v_{fc} equal to zero thanks to protection 1.

The proof of the global asymptotic stability of the outer loop (voltage control) is deduced from the derivative analysis of H_d equal to $\nabla H_d^T \dot{\tilde{x}} = -\nabla H_d^T R_d \nabla H_d^T \tilde{x} \leq 0$ and the invariance principle of

the LaSalle theorem with $H_d(x^*) = \dot{H}_d(x^*) = 0$. Moreover, H_d is radially unbounded; therefore the outer closed-loop system is globally asymptotically stable.

Finally, following high-gain feedback methodology (Marino, 1985), with an appropriate (sufficiently large) choice of the gains Ki_{fc} , Kp_{fc} , Ki_{sc} and Kp_{sc} in (8) and (9), the variable $\eta_1 \triangleq \int(i_{fc}^* - i_{fc})$, $\eta_2 \triangleq i_{fc}^* - i_{fc}$, $\eta_3 \triangleq \int(i_{sc}^* - i_{sc})$, and $\eta_4 \triangleq i_{sc}^* - i_{sc}$ are fast states, with respect to others system states, and converge very rapidly on the so-called invariant-manifold (Vasil'eva, 1963). As the behavior on the so-called boundary layer is exponentially stable (i.e. in this case the fast dynamic $\dot{\eta}$ is linear) according to the Tikhonov's theorem (Tikhonov, Vasil'eva, & Volosov, 1970), we conclude that the whole system is locally asymptotically stable.

4. Simulation results

Eq. (15) shows that for the implementation of the proposed controller, the knowledge of the load resistance (R_l) is needed for the computation of the FC reference current. To explain the design procedure, the case for which the load resistance (R_l) is unknown is first considered. In a second case step, a load resistance estimator scheme or an integral action are added in order to consider the load variation.

Remark 2. In a practical application, when the controller is implemented by a computer, the system is placed in a sampled-data context. Consequently, the passivity based controller has been

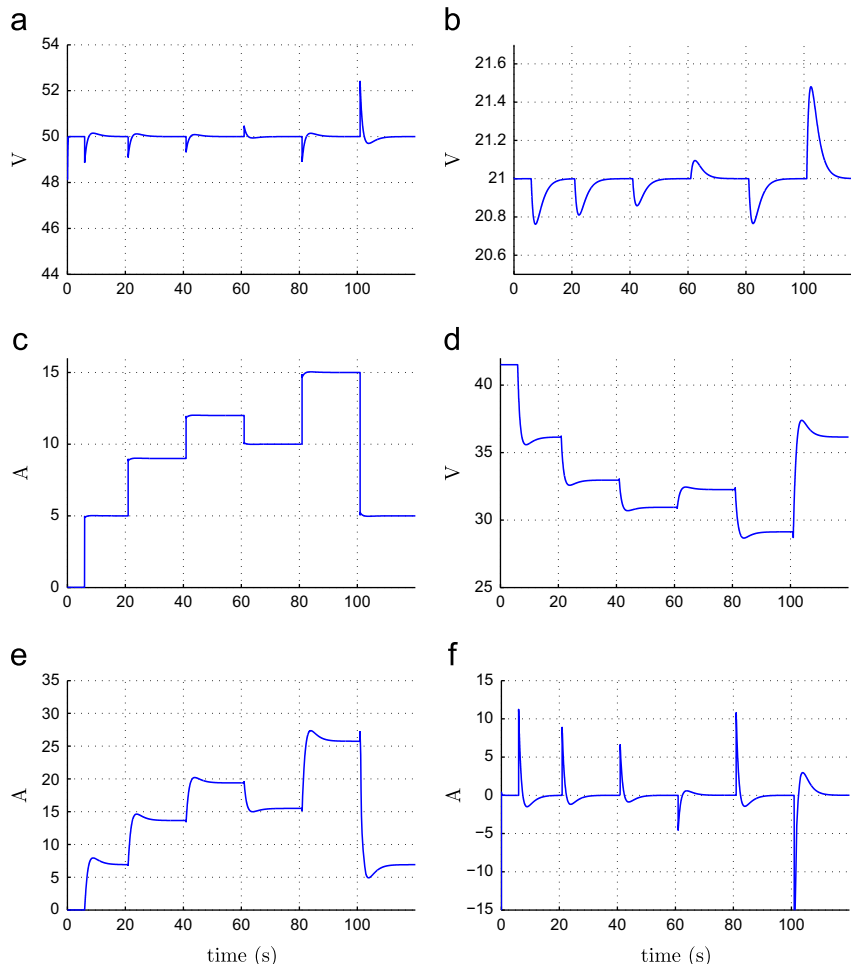


Fig. 7. Simulation with the load resistance estimator ($\alpha = 10, K_{Rl} = 0.5$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_l . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

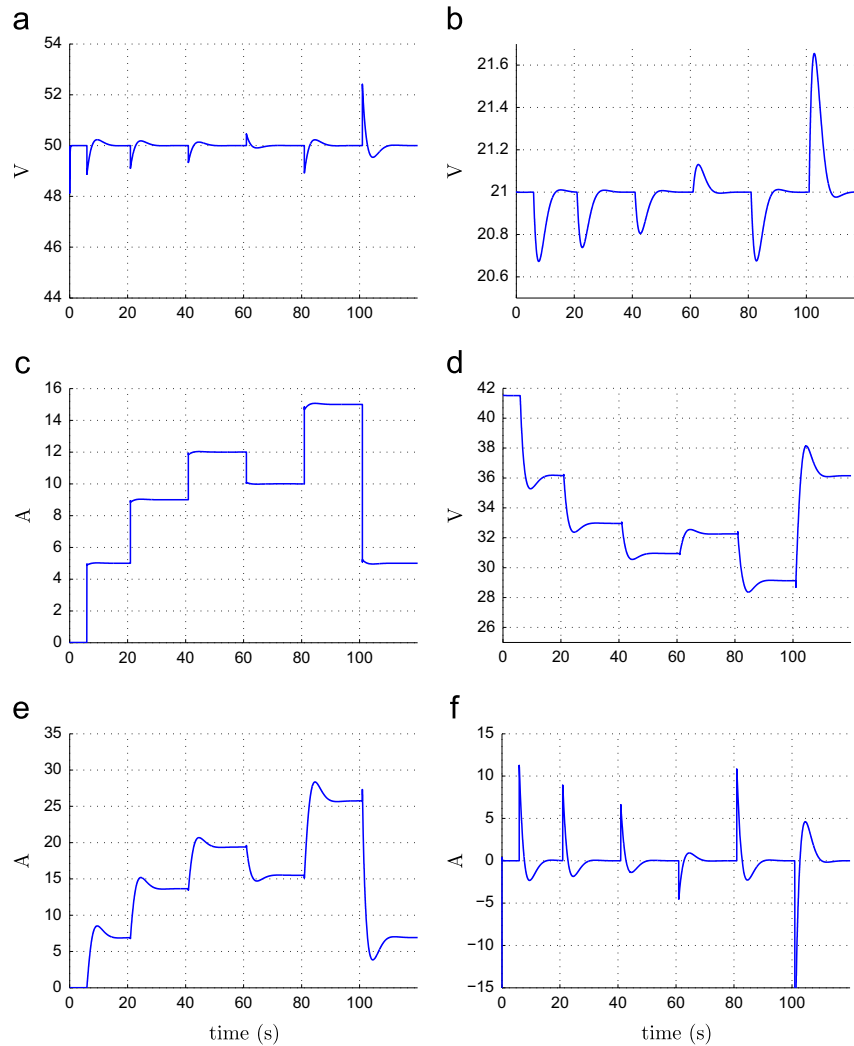


Fig. 8. Simulation result with an integral action ($\alpha=10, \gamma=460$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_L . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

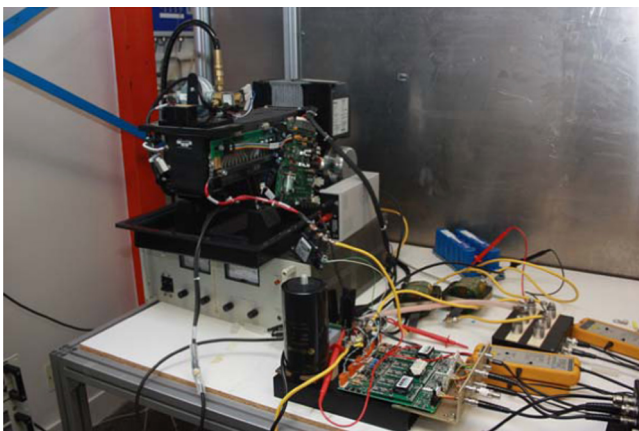


Fig. 9. Experimental test bench.

simulated and implemented through a zero order holder device (emulation process) with a sampling-time equal to 500 μ s.

4.1. The case of a unknown parameter

Fig. 5 represents a scenario where the reference DC bus voltage is set equal to 50V and the load current varies between 0 and 15A.

Table 1

Electric characteristics of the hybrid system.

Fuel cell parameters			
Open circuit voltage E	45 V	v_{fcmin}	26 V
Rated voltage	26 V	Rated current	46 A
Supercapacitors parameters			
Capacitance	125 F	v_{sc}^*	21 V
Rated voltage	30 V	Rated current	200 A
Electric load parameters			
Rated voltage	60 V	Rated current	150 A
Rated power	1800 W		
Inductance and capacity parameters			
L_{fc} inductance	200 μ H	L_{sc} inductance	100 μ H
Rated current L_{fc}	100 A	Rated current L_{sc}	150 A
Capacity C	9 mF	Inductance L	1 mH
v_b^*	50 V		
Control parameters			
Kp_{fc}	0.030	Ki_{fc}	30
Kp_{sc}	0.030	Ki_{sc}	30
α	10	γ	460
K_{RI}	0.5		

This power cycle is representative of a reduced-scale vehicle power demand, where the load requirement consists in raising and lowering power edges between 0 and 750W. Here, the load resistance (R_l) is considered as a fixed parameter (the arbitrary admittance used in the controller equation is equal to $5 \text{ A}/50 \text{ V}=0.1 \text{ S}$). The control strategy provides an insufficient FC current reference during the time interval $[21,101] \text{ s}$ and consequently, the SCs provide most of the power during the high power transient and do not recover their equilibrium points, despite the fact that the FC current transient is good.

To cope with this problem, two solutions are explored. In the first one, an estimate of the load resistance is added to the command value i_{fc}^* , while in the second approach, a low integrator action eliminates this error.

4.2. IDA-PBC controller + load resistance estimator

In this paragraph an estimator of the load impedance $Y_l = 1/R_l$ is considered to deal with this problem, as follow:

$$\hat{Y}_l = \frac{K_{Rl}}{s + K_{Rl}} \cdot \frac{i_{lk}}{v_{bk}} \quad (17)$$

where the tuning parameter K_{Rl} control the sensibility of the fuel cell current reference. Fig. 6 shows the estimator behavior.

In this application, K_{Rl} has been selected in order to obtain a slow time response of about 6 s, so that the FC current reference reacts smoothly.

Fig. 7 depicts the global system performances. In this simulation the load resistance estimate is used in the controller. With the former estimator parameter set ($K_{Rl} = 0.5$), the FC current variation is less than 4 A/s. It indeed respects the FC specifications. This controller architecture also leads to a nearly zero static error of the SCs voltage without adding any integral action. Nevertheless, a low integral action needs to be added in a practical application to compensate for the converter losses.

Remark 3. The proof of the global stability of the system composed of the controller, the estimator and electrical sub-system (10) invoking a theorem on stability of cascaded systems stated in Panteley and Loria (1998) can be found in Appendix B.

4.3. IDA-PBC controller + integral action

The controller design supposes that the converters are loss-less. So in practice, a low integrator action needs to be added to the passivity controller in order to ensure zero SCs voltage error at steady state and to counteract the unknown load resistance consequences (Donaire & Junco, 2009). The controller equations

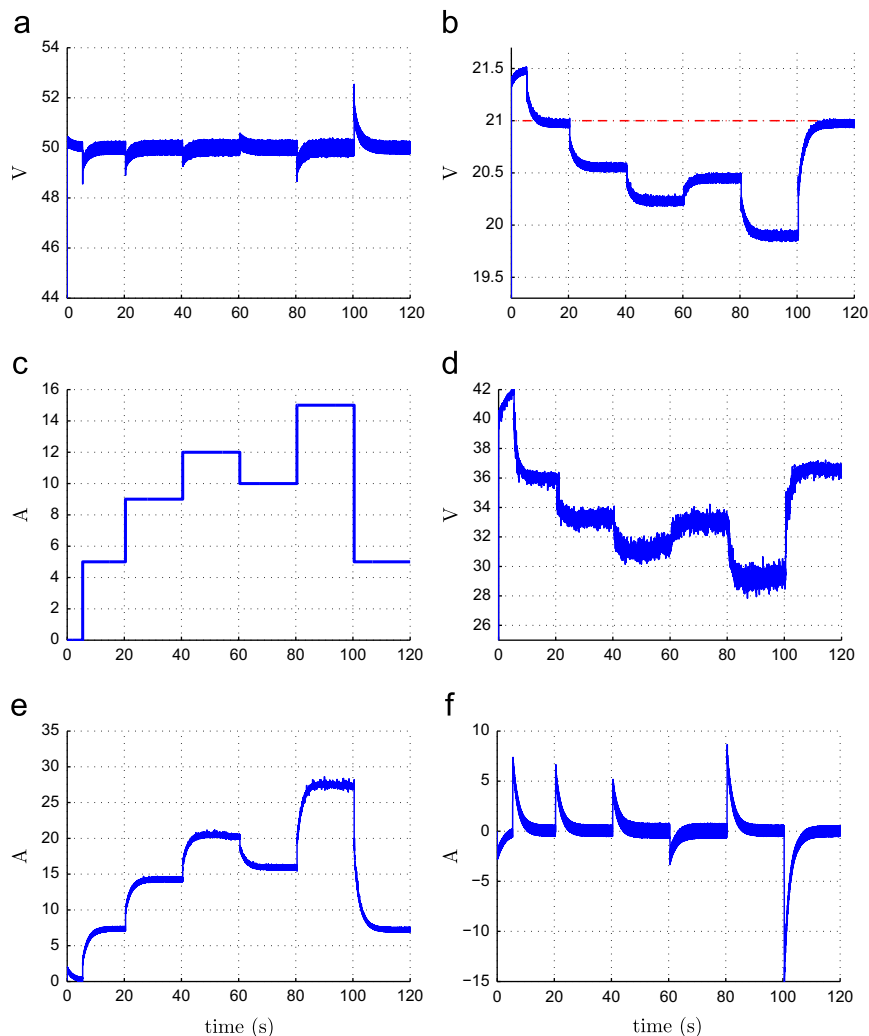


Fig. 10. Experimental result during a step load without an integral action or a load estimator ($\alpha=10, \gamma=0$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_l . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

are now

$$\dot{u}_i = -\gamma \tilde{v}_{sc}; \quad \gamma > 0 \quad (18)$$

$$i_{fc}^* = \frac{v_b}{\max\{v_{fc}, v_{fcmin}\}} \left(\frac{v_b^*}{R_l} - \alpha \tilde{v}_{sc} + C u_i \right); \quad \alpha > 0 \quad (19)$$

$$i_{sc}^* = -\alpha \tilde{v}_b \quad (20)$$

Fig. 8 shows the system response. It shows that the DC bus and SC voltages reach the desired equilibrium point. Moreover, this controller allows the FC to have a smooth response during fast power demand of the load (Fig. 8(e)), which improves the state of health of the FC.

The tuning of non-linear controllers such as PBC is not obvious and trivial. To analyze the influence of the tuning parameters on the closed-loop system, more specifically on the FC current dynamics, some simulations have been done. In practice, increasing gamma leads to an under-damping closed-loop system, while increasing alpha gives for the FC current bigger slopes. After trial and error loops, a reasonable choice for (α, γ) is (10,460). Instead of a manual tuning that not ensures an efficient control, IDA-PBC and loop optimization software could be used to ensure consistent results.

Remark 4. All the stability properties of x^* are preserved by adding to the IDA control an integral term. Here the proof is omitted due to the lack of place and can be found in the Appendix B.

5. Experimental results

5.1. Test bench description

The hybrid test bench is presented in Fig. 9. The considered FC is a 46 A/1200 W Nexa FC designed by Ballard. This latter is composed of 46 cells. The transient auxiliary source consists of two Maxwell SC modules associated in series: each module is built with the connection of six individual elements in series [2.7 V, 350F]. This SCs device is interconnected to the DC bus using a chopper built with standard MOS modules and a switching frequency of the PWM set to 20 kHz (Azib et al., 2010).

The hybrid power source is connected to a programmable electronic load (Höcherl & Hackl, model ZS1806), which has a rated power of 1800 W ($i_{max}=150$ A/ $V_{max}=60$ V). This load emulates vehicle power consumption and is directly monitored by the dSPACE DS1103 real-time board. Finally, Table 1 summarize the electric characteristics of the on-board power sources.

The current inner control loops, which generate the duty cycle α_1 and α_2 , have been implemented with digital PI controllers updated at 20 kHz. The voltage outer control loops have a sam-

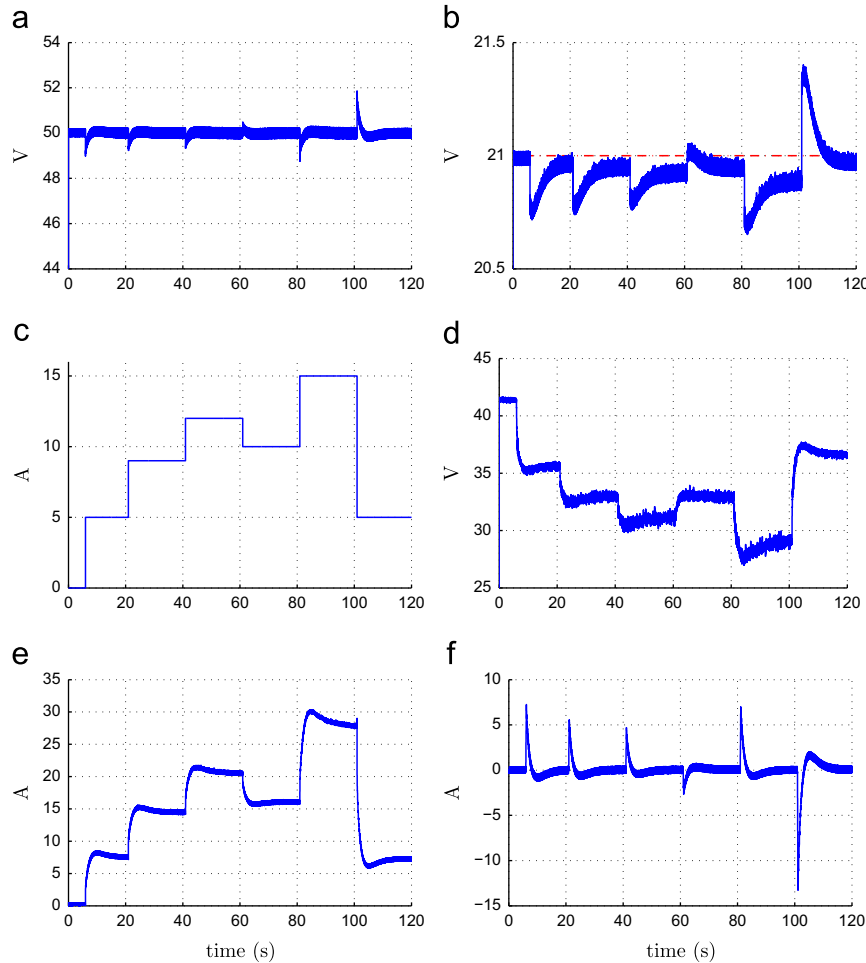


Fig. 11. Experimental result with the load resistance estimation ($\alpha=10$, $K_{RI}=0.5$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_l . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

pling time equal to 2 KHz.

5.2. Result analysis

Experiments have been performed on the experimental setup to validate the previously explained control strategies. The reference DC bus voltage is set equal to 50 V, and the load current varies between 0 and 15 A (this is equivalent to a variation of the load admittance $1/R_l$ from 0 to 0.3 S).

The case of an unknown parameter (Fig. 10(a)) shows that the control ensures perfect control of the DC bus voltage, the SCs respond rapidly to fast load transients in order to provide most of the power required by the load and to maintain the DC bus voltage at its reference value. This allows the FC to have a smooth response during fast power demand of the load (Fig. 10(e)), which improves his state of health. Then gradually with the FC current increasing, the SCs discharge, characterized by the decrease of its voltage, vanishes to zero (see Fig. 10(e)).

The SCs voltage is however not regulated to the reference value equal to 21 V, and depends on the load power since the IDA-PBC controller assumes the load resistance as constant (here, the arbitrary admittance used in the controller equation is equal to $5 \text{ A}/50 \text{ V}=0.1 \text{ S}$). Under these conditions, SCs provide too much energy during the power transition and SCs recharging is uncertain.

IDA-PBC controller+load resistance estimator: The latter experiment show that the SCs do not recover their equilibrium points while the load current increases, because of the inadequate value

of the load resistance used in the controller. To overcome this problem, two solutions have been explored. First, the admittance ($Y_l = 1/R_l$) of the load is estimated on-line according to Eq. (17).

Fig. 11 shows the whole system behavior where the load resistance estimate is used in the controller. This controller architecture also leads to a nearly zero static error of the SCs voltage. However, we can note that the SC voltage is not perfectly equal to its reference at steady state. This is due to the FC converter losses. Nevertheless, a low integral action or a converter-losses estimation could be added in a practical application to compensate for the converter losses.

IDA-PBC controller+integral action: The second experiment shown in Fig. 12 was carried out to validate the proposed strategy with an integral action. Note that the DC bus and SC voltages are well regulated in spite of the very fast dynamics of power demand. Each time the power load varies, SC current is positive (respectively negative) during an increase (respectively decrease) of the power load. In such a situation, the SC voltage continuously fluctuates around its constant reference value v_{sc}^* set to 21 V, as shown in Fig. 12(b). The experimental results confirm that the association of the FC and the SCs mitigates the FC current transient in order to increase the FC lifespan. Moreover, the experimental results are consistent with the simulation ones.

PI controller: For comparison, an experiment with PI controllers for the two outer-loops have been done based on the design proposed in Azib et al. (2011), as shown in Fig. 13. Fig. 13(a) shows that the DC bus is well controlled due to greater SCs current

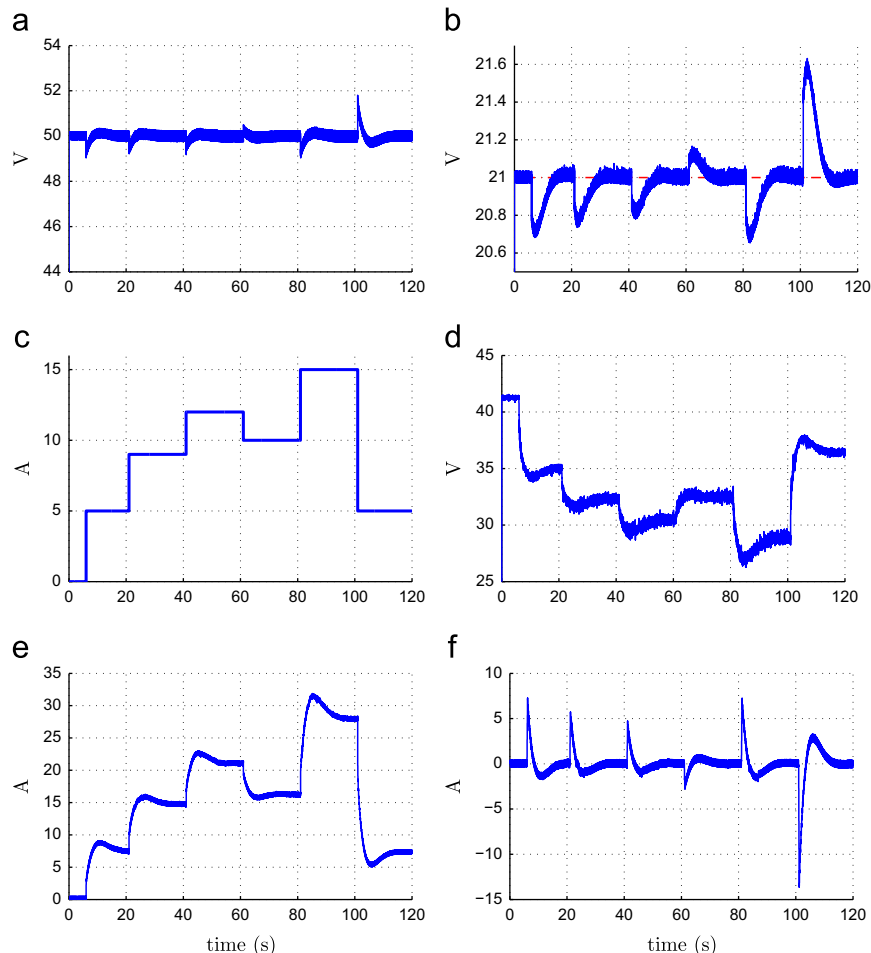


Fig. 12. Experimental result during a step load with an integral action ($\alpha = 10$, $\gamma = 460$). (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_l . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

compared to the previous results. Therefore, the fluctuation of the SCs voltage is more important.

Finally, simulation and experimental result show that the passivity-based controller and PI controller have almost the same performance. However, the new control law based on passivity ensures a locally asymptotic stability of the whole closed-loop system that is not demonstrated for PI controllers and these latter have four tuning parameters ($Kp_{fc}, Ki_{fc}, Kp_{sc}, Ki_{sc}$) compared to only two tuning parameters ((α, γ) or (α, K_{RI})) for the passivity-based controller, which makes the implementation of the IDA-PBC on a real-time system easier.

6. Conclusion

In this paper, a new control strategy to manage the energy between two power sources, namely a hydrogen fuel cell and supercapacitors has been discussed. This new control law based on passivity ensures a locally asymptotic stability of the whole closed-loop system, while reducing the load stress on the stack power transients. In addition, this outer voltage controller has only two tuning parameters ((α, γ) or (α, K_{RI})), which makes the implementation on a real-time system easier.

As the controller needs the information on the load resistance, the paper has proposed two alternative solutions: to add an

integral action or a load resistance estimator. In both cases the FC dynamic can be easily tuned while the SCs state of charge is well regulated in steady state. Simulation and experimental results are consistent, and the controller performances validate the proposal.

As mentioned previously in Section 2, passivity based controllers have been proposed for similar systems where the converter is directly control. The lack of a separate current control loop makes it difficult to achieve current limitation which is mandatory in industrial applications for hardware protection. It means that the current is measured but not controlled. The proposed PBC with cascaded loops protects the sources, the converters and the load as regular controllers. Finally, the controller leads to a general non-linear PI controller that extends the theory with regular PI controllers and gives confidence in the stability with almost the same experimental performances as regular controller.

It is difficult for the fuel flow to follow the current steps, which decreases the lifespan of the FC. Therefore, synchronization between the FC controller, the FC converter and the SC converter is mandatory. In order to extend this work, a future study could investigate the introduction of a more complicated modelling of the FC, i.e. adding the air compressor dynamic and studying its impact on the controller design and system performances. It

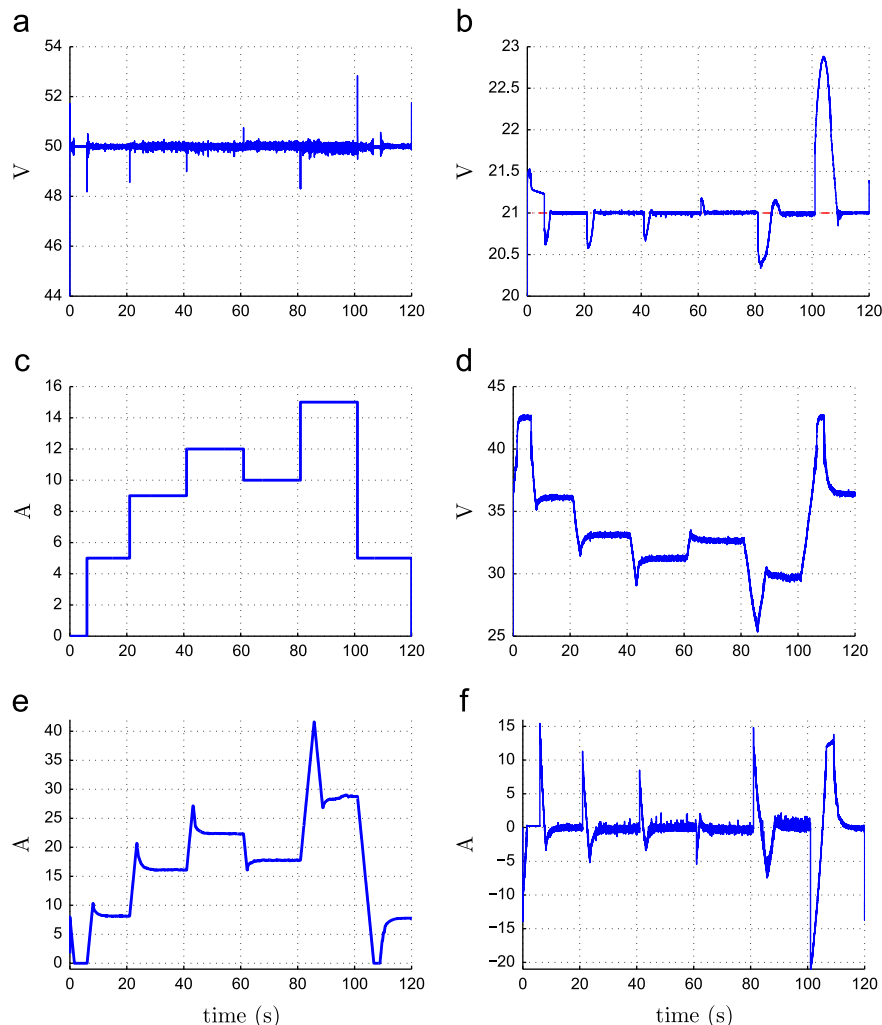


Fig. 13. Experimental result during a step load with PI controllers. (a) Bus voltage v_b . (b) SCs voltage v_{sc} . (c) Load current i_L . (d) Fuel cell voltage v_{fc} . (e) Fuel cell current i_{fc} . (f) SCs current i_{sc} .

follows that local or global design control of each components needs further investigations.

Finally, the parallelism of N-sources leads to a redundancy and therefore improves the reliability and efficiency of the whole system (De Bernardinis, Frappé, Béthoux, Marchand, & Coquery, 2012; Malaizé & Dib, 2011). Challenging control issues could investigate the generalization of this works to N-parallel connected sources with different or same characteristics leading to switching-controller according the state of charge (SoC) and state of health (SoH) of each source.

Appendix A. Stability analysis with an integral action

Proposition 1. Consider the PCH system (11) in closed-loop with the controllers (12) and (13). Then, all stability properties of x^* are preserved by adding to the IDA controls (12) and (13) an integral term as shown in (18)–(20).

Proof. The extended IDA (14) associated with the controllers (18)–(20) takes the PCH form

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \dot{x}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathcal{J}_d - \mathcal{R}_d & K_I^T \\ -K_I & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \partial H_{de} / \partial \tilde{x} \\ \partial H_{de} / \partial x_c \end{bmatrix}$$

where $H_{de} = H_d + (x_c^T K_I^{-1} x_c) / 2$ qualifies now as Lyapunov function with $K_I = [0 \ \gamma / C_{sc} \ 0]$. Then, it follows that all the stability properties are preserved. \square

Appendix B. Stability analysis with a load estimator

The proof of the global stability of the outer-loop composed of the controller, the estimator and reduced-order electrical system is established invoking a theorem on stability of cascaded systems stated in Panteley and Loria (1998).

Proposition 2. Consider the hybrid system (10) in closed-loop with the control laws (12) and (13) where R_l is replaced by $\hat{R}_l = 1 / \hat{Y}_l$ generated by (17). For all initial conditions, $\lim_{t \rightarrow \infty} x(t) = x^*$ is guaranteed.

Proof. First, the load estimator (17) is an autonomous linear system, which is globally uniformly asymptotically stable for all positive gain K_{rl} . Thus, the estimation error decay asymptotically to zero.

Second, let us define the estimation error $\tilde{\tau}_l = \hat{Y}_l - Y_l$, and write the closed-loop system in the following form

$$\dot{\tilde{x}} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d(x) + \varphi(x) \tilde{Y}_l \quad (21)$$

with $\varphi(x) = \begin{bmatrix} x_c^* \\ 0 \end{bmatrix}^t$

The overall error dynamics is a cascade composition like the ones studied in (Panteley & Loria, 1998, Th.2). The nominal part of the first subsystem (21), namely $\dot{\tilde{x}} = [\mathcal{J}_d(x) - \mathcal{R}_d(x)] \nabla H_d(x)$, is globally uniformly asymptotically stable. Further, the Lyapunov function H_d is a quadratic function, thus it satisfies the bounds

$$\begin{aligned} \left\| \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \right\| \|x\| &\leq c_1 H_d(x), \quad \forall \|x\| \geq \eta \\ \left\| \frac{\partial H_d}{\partial x}(x) \right\| &\leq c_2, \quad \forall \|x\| \leq \eta \end{aligned}$$

where $c_1, c_2, \eta > 0$. This is condition (A.1) of (Panteley & Loria, 1998, Th.1). Second, from inspection of the definitions of $\varphi(x)$ above, and the fact that \tilde{Y}_l is bounded, then the interconnection term satisfies the bound $\|\varphi(x)\| \leq c_3$ for $c_3 > 0$, as required by condition (A.2). Finally, the last condition of the theorem, requiring that the second subsystem in (21) be globally uniformly asymptotically stable and

that its response to initial condition be absolutely integrable, is satisfied since the subsystem (17) is asymptotically stable. This completes the proof of our proposition. \square

Appendix C

In our work, the load has been modeled by a resistance circuit. However, without loss of generality, is it possible to consider a current disturbance $i_l(t) = P(t) / v_b(t)$ that lead to the controller (Konig, Gregorcic, & Jakubek, 2013):

$$i_{fc}^* = \frac{v_b}{\max\{v_{fc}, v_{fcmin}\}} (\hat{i}_l - \alpha \tilde{v}_{sc}); \quad \alpha > 0 \quad (22)$$

$$i_{sc}^* = -\alpha \tilde{v}_b \quad (23)$$

where \hat{i}_l is the output of a low-pass filter with measurement i_l as input. The low-pass filter has the same objective as the load estimator. It is here to smooth the FC current and avoid peak FC current if the measured load current has been used in controller (22).

References

- Arce, A., del Real, A. J., & Bordons, C. (2009). MPC for battery/fuel cell hybrid vehicles including fuel cell dynamics and battery performance improvement. *Journal of Process Control*, 19, 1289–1304.
- Azib, T., Bethoux, O., Marchand, C., & Berthelot, E. (2009). Supercapacitors for power assistance in hybrid power source with fuel cell. In *IEEE industrial electronics society conference IECON'09* (pp. 3747–3752). Porto, Portugal.
- Azib, T., Bethoux, O., Remy, G., & Marchand, C. (2009). Structure and control strategy for a parallel hybrid fuel cell/supercapacitors power source. In *IEEE VPPC'09* (pp. 1858–1863). Dearborn, Michigan.
- Azib, T., Bethoux, O., Remy, G., & Marchand, C. (2010). An innovative control strategy of a single converter for hybrid fuel cell/supercapacitors power source. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2), 4024–4031.
- Azib, T., Bethoux, O., Remy, G., & Marchand, C. (2011). Saturation management of a controlled fuel-cell/ultracapacitor hybrid vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(9), 4127–4138.
- Becherif, M. (2006). Passivity-based control of hybrid sources: Fuel cell and battery. In *11th IFAC symposium on control in transportation systems*. The Netherlands.
- De Bernardinis, A., Frappé, E., Béthoux, O., Marchand, C., & Coquery, G. (2012). Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application. *European Physical Journal—Applied Physics*, 58, 20901.
- Brahma, A., Guezennec, Y., & Rizzoni, G. (2000). Optimal energy management in series hybrid electric vehicles. *American Control Conference*, 1(6), 60–64.
- Cacciato, M., Caricchi, F., Giuhlii, F., & Santini, E. (2004). A critical evaluation and design of bi-directional DC/DC converters for supercapacitors interfacing in fuel cell applications. In *IEEE industry applications conference* (Vol. 2, pp. 1127–1133).
- Caux, S., Lachaize, J., Fadel, M., Shott, P., & Nicod, L. (2005). Modelling and control of a fuel cell system and storage elements in transport applications. *Journal of Process Control*, 15, 481–491.
- Cecati, C., Dell'Aquila, A., Liserre, M., & Monopoli, V. G. (2003). A passivity-based multilevel active rectifier with adaptive compensation for traction applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 39(5), 1404–1413.
- Corbo, P., Migliardina, F., & Veneri, O. (2009). PEFC stacks as power sources for hybrid propulsion systems. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34(10), 4635–4644.
- Davat, B., Astier, S., Azib, T., & Bethoux, O., Candusso, D., Coquery, G., et al. (2009). *Fuel cell-based hybrid systems. Electromotion—EPE chapter 'electric drives'* (1–11). Lille, France.
- Donaire, A., & Junco, S. (2009). On the addition of integral action to port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, 45(8), 1910–1916.
- Hissel, D., Turpin, C., Astier, S., Boulon, L., Bouscayrol, A., Bultel, Y., et al. (2008). A review on existing modeling methodologies for PEM fuel cell systems. In *Fundamentals and developments of fuel cells conference FDFC* (pp. 1–30). Nancy, France.
- Jeltsema, D., & Scherpen, J. M. A. (2003). A dual relation between port-Hamiltonian systems and the Brayton-Moser equations for nonlinear switched RLC circuits. *Automatica*, 39(6), 969–979.
- Jiang, Z., Gao, L., Blackwelder, M. J., & Dougal, R. A. (2004). Design and experimental tests of control strategies for active hybrid fuel cell/battery power sources. *Journal of Power Sources*, 130, 163–171.
- Kisacikoglu, M. C., Uzunoglu, M., & Alam, M. S. (2009). Load sharing using fuzzy logic control in a fuel cell/ultracapacitor hybrid vehicle. *International Journal of Hydrogen Energy*, 34, 1497–1507.
- Kokotovic, P., Khalil, H., & O'Reilly, J. (1986). *Singular perturbation methods in control: Analysis and design*. New-York: Academic Press.

- Konig, O., Gregorcic, G., & Jakubek, S. (2013). Model predictive control of a DC–DC converter for battery emulation. *Control Engineering Practice*, 21, 428–440.
- LaSalle, J. P. (1960). Some extensions of Lyapunov's second method. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 7, 520–527.
- Malaizé, J., & Dib, W. (2011). Control of n-parallel connected boost converters feeding a constant power load: An automotive case study. In *IEEE industrial electronics society conference IECON'11* (pp. 528–533). Melbourne, Australia.
- Marino, R. (1985). High-gain feedback in non-linear control system. *International Journal of Control*, 42, 1369–1385.
- Martinez, J. S., Hissel, D., Pera, M.-C., & Amiet, M. (2011). Practical control structure and energy management of a testbed hybrid electric vehicle. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60(9), 4139–4152.
- Ortega, R., & Garcia-Canseco, E. (2004). Interconnection and damping assignment passivity-based control: A survey. *European Journal of Control*, 10, 432–450.
- Ortega, R., van der Schaft, A., Castanos, F., & Astolfi, A. (2008). Control by interconnection and standard passivity-based control of Port-Hamiltonian systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 53(11), 2527–2542.
- Ortega, R., van der Schaft, A., Maschke, B., & Escobar, G. (2002). Interconnection and damping assignment passivity-based control of port-controlled Hamiltonian systems. *Automatica*, 38(4), 585–596.
- Paladini, V., Donato, T., de Risi, A., & Laforgia, D. (2007). Super-capacitors fuel-cell hybrid electric vehicle optimization and control strategy development. *Energy Conversion and Management*, 48(11), 3001–3008.
- Panteley, E., & Loria, A. (1998). On global uniform asymptotic stability of nonlinear time varying systems in cascade. *Systems and Control Letters*, 33(2), 131–138.
- Pukrushpan, J. T., Peng, H., & Stefanopoulou, A. G. (2004). Control-oriented modeling and analysis for automotive fuel cell systems. *Transactions on ASME*, 26, 14–25.
- Rodatz, P., Paganelli, G., Sciarretta, A., & Guzzella, L. (2005). Optimal power management of an experimental fuel cell/supercapacitor-powered hybrid vehicle. *Control Engineering Practice*, 13(1), 41–53.
- Thounthong, P., Rael, S., & Davat, B. (2009). Energy management of fuel cell/battery/supercapacitor hybrid power source for vehicle applications. *Journal of Power Sources*, 193(1), 376–385.
- Thounthong, P., Rael, S., Davat, B., & Sethakul, P. (2009). Fuel cell high-power applications. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 3(1), 32–46.
- Tikhonov, A. N., Vasil'eva, A. B., & Volosov, V. M. (1970). Ordinary differential equations. In: E. Roubine (Ed.), *Mathematics applied to physics* (pp. 162–228). New York: Springer-Verlag.
- Vahidi, A., Stefanopoulou, A., & Peng, H. (2006). Current management in a hybrid fuel cell power system: A model-predictive control approach. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 14(6).
- Van der Schaft, A. J. (1996). *L2-gain and passivity techniques in nonlinear control*. Berlin: Springer-Verlag.
- Vasil'eva, A. B. (1963). Asymptotic behavior of solutions to uncertain problems involving nonlinear differential equations containing a small parameter multiplying the highest derivatives. *Russian Mathematical Surveys*, 18, 13–18.
- Wahdame, B., Candusso, D., François, X., Harel, F., Péra, M. C., Hissel, D., et al. (2008). Comparison between two PEM fuel cell durability tests performed at constant current under solicitations linked to transport mission profile. *International Journal of Hydrogen Energy*, 33(14), 3829–3836.
- Weiss, L., Mathis, M., & Trajkovic, L. (1998). A generalization of Brayton–Moser's mixed potential function. *IEEE Transactions on Circuits and Systems-I*, 45(4), 423–427.
- Yousfi-Steiner, N., Moçotéguy, Ph., Candusso, D., & Hissel, D. (2009). A review on polymer electrolyte membrane fuel cell catalyst degradation and starvation issues: Causes, consequences and diagnostic for mitigation. *Journal of Power Sources* 194 (1), 130–145.
- Zandi, M., Payman, A., Martin, J. P., Pierfederici, S., Davat, B., & Meibody-Tabar, F. (2011). Energy management of a fuel cell/supercapacitor/battery power source for electric vehicular applications. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 60 (2), 433–443.
- Zhou, H., Khambadkone, A. M., & Kong, X. (2009). Passivity-based control for an interleaved current-fed full-bridge converter with a wide operating range using the Brayton–Moser form. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 24(9), 2047–2056.

Space-Vector PWM Control Synthesis for an H-Bridge Drive in Electric Vehicles

Abdelfatah Kolli, *Student Member, IEEE*, Olivier Béthoux, *Member, IEEE*, Alexandre De Bernardinis, *Member, IEEE*, Eric Labouré, and Gérard Coquery

Abstract—This paper deals with a synthesis of space-vector pulsewidth modulation (SVPWM) control methods applied for an H-bridge inverter feeding a three-phase permanent-magnet synchronous machine (PMSM) in electric-vehicle (EV) applications. First, a short survey of existing architectures of power converters, particularly those adapted to degraded operating modes, is presented. Standard SVPWM control methods are compared with three innovative methods using EV drive specifications in the normal operating mode. Then, a rigorous analysis of the margins left in the control strategy is presented for a semiconductor switch failure to fulfill degraded operating modes. Finally, both classic and innovative strategies are implemented in numerical simulation; their results are analyzed and discussed.

Index Terms—Inverters, motor drives, permanent-magnet (PM) machines, semiconductor device reliability, space-vector pulsewidth modulation (SVPWM).

I. INTRODUCTION

POWER converters are increasingly used in automotive applications for many reasons, such as power conditioning, power management, and consumption reduction. As for any embedded transportation system, these power converters are subject to severe constraints, particularly regarding compactness and vehicle integration. More specifically, electric vehicles (EVs) require a high degree of availability (continuity of service). In particular, the constraining automotive environment is characterized by severe traction–braking cycles, which induce power and thermal cycling during running phases of a vehicle [1], [2]. Indeed, thermomechanical stresses have a significant impact on lifetime power switches [3]. Consequently, there is a degradation of semiconductor devices, which finally forces them into a failed state: short circuit (SC) or open circuit (OC) [2]. Such failures occurring on single-power switches can affect the function of power converters and can spread through the

traction chain elements. It is then necessary to first isolate the fault, then to confine it, and, finally, to reconfigure the control algorithms to operate in the presence of the fault. Obviously, the topology of the power converters or the power chain must be adapted to allow operation in degraded mode:

- by associating a fourth additional half bridge in a three-phase inverter topology connected to the neutral point of the electric motor [4];
- by using multilevel-inverter topologies used in a high-power traction drive [5];
- by redistributing the control efforts in a four-wheel independently driven EVs [6].

Furthermore, faults may also happen on sensors and can be taken into account by active fault-tolerant control systems. For example, in [7] and [8], Diallo *et al.* consider a high-performance induction-motor drive for an EV or a hybrid EV. The proposed system detects sensor loss or sensor recovery and dynamically changes its strategies to sustain the best control performances.

In addition, faults may also occur in the electrical machine and can be considered using fault-tolerant designs, e.g., for a redundant interior-permanent-magnet (IPM) motor structure [9].

In this paper, a specific fault-tolerant drive topology patented by Valeo Company [10], [11] is studied. It allows both traction and charger operating modes with the same power electronic devices [12], [13]. Furthermore, the traction operating mode is fault tolerant as it can operate with only two phases of the electrical machine.

The considered topology uses six half bridges instead of the classical use of three half bridges, leading to control strategies that are much more complex but offer new voltage configurations. Therefore, these degrees of freedom are used to design new control methods and will be compared with classical methods in this paper. The next issue is to investigate whether the innovative control methods can be reconfigured in a switch failure case. Both presentations are based on space-vector pulsewidth modulation (SVPWM) technique, which allows the proper analysis of this discrete control problem and to synthesize suitable control strategies.

This paper is organized as follows. Section II deals with a power electronic architecture tolerant to semiconductor failure in EV drive. Section III discusses modeling and control drive requirements. Section IV focuses on SVPWM control synthesis for a normal operating mode. Comprehensive analysis of the failure is conducted in Section V. Finally, Section VI draws conclusions and perspectives.

Manuscript received June 2, 2012; revised September 18, 2012 and December 5, 2012; accepted January 18, 2013. Date of publication February 8, 2013; date of current version July 10, 2013. This work was supported by the French Ministry of Industry under Project SOFRACI “*Structure d’Onduleur Fort Rendement A fonction Charge Intégrée*.” The review of this paper was coordinated by Dr. C. C. Mi.

A. Kolli, A. De Bernardinis, and G. Coquery are with the New Technology Laboratory, French Institute of Science and Technology for Transport, Development, and Networks, 78008 Versailles, France (e-mail: abdefatah.kolli@ifsttar.fr; alexandre.de-bernardinis@ifsttar.fr; gerard.coquery@ifsttar.fr).

O. Béthoux and E. Labouré are with the Paris Electrical Engineering Laboratory, University of Paris XI, Gif-Sur-Yvette 91192, France (e-mail: olivier.bethoux@lgep.supelec.fr; eric.laboure@lgep.supelec.fr).

Color versions of one or more of the figures in this paper are available online at <http://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TVT.2013.2246202

II. POWER ELECTRONIC ARCHITECTURE TOLERANT TO SEMICONDUCTOR FAILURE IN ELECTRIC VEHICLE DRIVE

Semiconductors are an important source of failure in traction systems. Investigations have highlighted the failure rate per element in a traction system [14]. In [14], the fact that the semiconductor failures and their driver auxiliary circuit are the most recurrent in electric automotive applications is assessed. Using reliability prediction methods, Schwab *et al.* [14] pointed out that there is a reasonably equal repartition between faults occurring in the semiconductors and their auxiliary circuits. They estimated that about 40% of failures can be attributed to semiconductor faults and 39% to their auxiliary circuits. Driver circuits should be reliable enough, to prevent additional sources of failure [15].

Automotive is a constraining environment: start–stop cycles, power and thermal cycles, and confined areas with thermal constraints [16]. In this severe environment, power semiconductors are the most sensitive elements in terms of lifetime and reliability. They are subject to electrothermal and mechanical stresses, accelerating their failure mechanisms [17]. These failures are mainly induced by power and thermal cycling of the semiconductor device [18]. For example, an interesting investigation conducted on a Renault Kangoo EV was carried out in [19]. Coquery *et al.* demonstrated that direct silicon temperature measurement of an operating traction inverter is feasible. As a result, they established an accurate thermal model of a traction inverter with an insulated-gate bipolar transistor, which can be applied in real-time EV applications. Several papers have also been published on the topic of accelerated aging tests for power modules (thermal cycling and power cycling) to estimate the level of expectancy lifetime of semiconductors [17], [18] and to study the failure mechanisms and effects [18], [20], [21]. It has been reported that repetitive failures have two different sources: an external source, which can be, for example, linked to faulty control signal [22], and an internal source, which can be linked to physical degradation of the power semiconductor. Examples of these internal failures are bond-wire lift-off, gate leakage failure and damage on a semiconductor chip and solder [18], SiAl contact aging [21], electromigration effect [20], and latch-up [23]. These internal failures can modify the operating state of the semiconductor and induce abnormal behavior, such as the OC or SC states. These power switch malfunctions decrease the number of discrete voltages that the voltage inverter can apply to the machine. Consequently, this new limitation prevents a suitable magnetic field rotation in the rated torque–speed frame. Moreover, the rated control algorithm imposes voltages that are not necessarily applied to the motor. In conclusion, these abnormal states affect the function of power converters, which impacts the motor operating behavior and, consequently, the traction powertrain, compromising vehicle driver safety. Indeed, a switch failure in a standard three-leg inverter drastically influences the motor behavior and prevents continuity of service [24].

Current technology provides “smart” drivers that can provide early detection of a fault occurring in the power switch and can return a feedback fault signal. For instance, cross conduction is usually handled by a soft turn-off once a fast desaturation

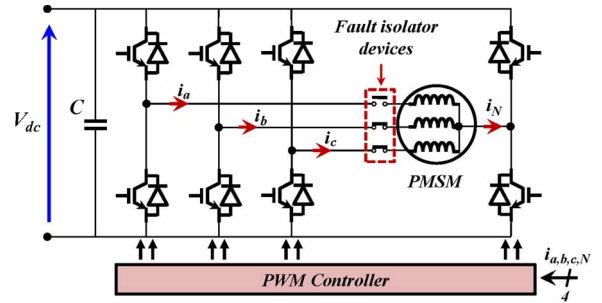


Fig. 1. Fault-tolerant scheme of four-leg inverter drive [4].

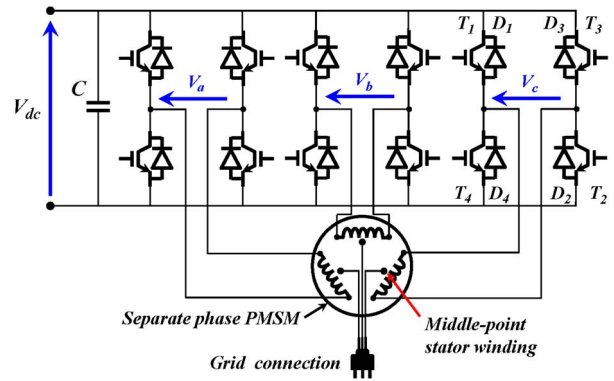


Fig. 2. Studied architecture: PMSM drive fed by a 3H-bridge inverter.

detector raises the alarm. This information should be exploited by the control strategy interface in the objective of diagnostic, protection (fault confining), and reconfiguration to an adequate strategy.

In the case of failure affecting a machine phase, a particular remedial strategy was reported in [4]. After fault isolation, which inhibits one motor phase, authors proposed to connect the motor star point to an additional fourth leg. This choice is performed to allow the flow of the neutral current while the other two motor phases remain supplied. Fig. 1 shows this fault-tolerant architecture. However, the proposed solution requires the use of contactors for fault isolation; this is a drawback in EV applications, particularly regarding cost and reliability of such solutions. Welchko *et al.* listed many interesting fault-tolerant ac motor drive topologies that unfortunately face the same drawback [25]. This paper investigates another solution, which offers a greater ability for reconfiguration. The power structure is composed of three H-bridges, each of them supplying a separate PM synchronous machine (PMSM) motor phase. The proposed architecture does not require the fault isolation contactors. As shown in Fig. 2, the converter with three H-bridges uses a machine without a neutral point. The advantage of this architecture is to allow the application of the full dc-link voltage to each PMSM stator winding [10], [12], [26]. However, with this specific architecture, the zero-sequence current is not structurally rejected, unlike the classical solution with a star neutral point topology [27]. The control of the converter should fulfill two requirements: optimally working in normal mode and in degraded mode. Obviously, the proposed architecture with three H-bridges based on 12 switches involves a higher number of semiconductor devices but offers many

possibilities of redundancy in degraded mode using only two bridges. Two points may be noted.

- A competing configuration using the same number of power switches (12) is reported in [28] and [29]. This paper proposes a four-level voltage-source-inverter topology (dual inverter) but uses two isolated and unequal dc-link voltages. Other authors suggest segmenting the power source with two converters feeding double-star synchronous machines. This architecture is fault tolerant and ensures minimum loss control under fault phase conditions [30], [31].
- A major advantage of our structure is, in addition to the operation in traction mode, the ability to operate in battery recharge mode with the same hardware, namely, the power converter and the electric machine. This is achieved through the PM machine windings, which has a phase middle point for direct connection to the recharging network (see Fig. 2). In this mode, the motor phases used as a filter inductance are subdivided in two half-windings. The middle point is used to inject currents [12], [13].

III. MODELING AND CONTROL DRIVE REQUIREMENTS

The set of the PMSM and its inverter with three H-bridges (3H-bridge inverter) is first described in a control model approach (see Section III-A and B). Second, this model highlights the key issues that the control algorithm must satisfy (see Section III-C). Next, the listed requirements allow the discussion of the innovative PWM control method and to classify classic and new strategies (see Section III-D and E). Finally, the chosen method is implemented in a Matlab/Simulink software platform (see Section III-F).

A. Drive Control Modeling in a Concordia Reference Frame

The studied motor is a nonsaturated nonsalient pole PMSM, and no damping effect is considered. The three-stator winding is constructed to give a sinusoidal air-gap flux distribution; similarly, specially shaped rotor magnets provide a sinusoidal flux within the air gap. The Concordia transform (CT) has been proven to simplify motor drive control [32]. Using the generalized power-invariant CT enables the diagonalization of the stator inductance matrix, i.e.,

$$V_0 = R \cdot i_0 + L_0 \frac{d}{dt} i_0 + e_0$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_c & 0 \\ 0 & L_c \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Because the motor phases are not electrically connected from one to the other, the sum of the three phase currents is not constrained. Thus, for the proposed motor drive architecture, zero-sequence current is not forced to be null, and (1) reveals two fictitious machines associated to two orthogonal eigenspaces related to the zero line and the α - β frame [33]–[35].

- First, the *zero-sequence fictitious machine* is associated with the leakage inductance L_0 and back electromotive

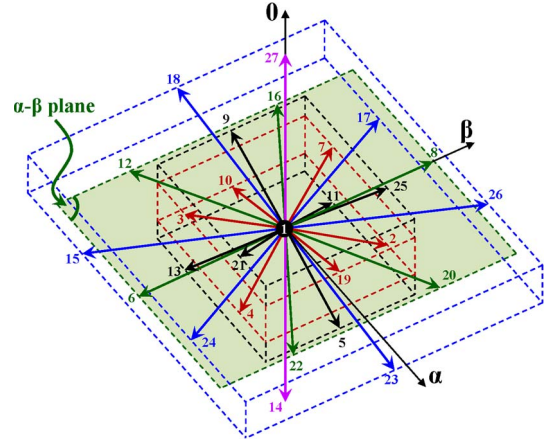


Fig. 3. 3H-bridge inverter switching states and space vectors.

TABLE I
STATOR-VOLTAGE FAMILY DECOMPOSITION

Families	Voltage vectors	Magnitude	V_0 value
Family I	15-17-18-23-24-26	$2 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
Family II	6-8-12-16-20-22	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2)}$	0
Family III	2-3-4-7-10-19	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
Family IV	5-9-11-13-21-25	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm 2 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
Family V	1	0	0
Family VI	14-27	0	$\pm V_{dc} \cdot \sqrt{(3)}$

force (EMF) e_0 component induced by the rotor rotation. Assuming perfectly balanced back EMFs in the three windings, e_0 is null. Therefore, this fictitious machine does not produce any electromagnetic torque. However, its current i_0 creates unnecessary ohmic losses.

- Second, the *main fictitious machine* is associated to the cyclic inductance L_c and the back EMF $e_{\alpha\beta}$ components. Thus, the instantaneous electromagnetic torque is given by

$$T_{em} = (e_\alpha \cdot i_\alpha + e_\beta \cdot i_\beta) / \Omega \quad (2)$$

where Ω is the motor speed.

The main motor drive objectives are to produce a desired torque while minimizing the Joule losses [36]. These goals are achieved by controlling the inverter power switches. The dedicated three-H-bridge converter potentials are explained in the following.

B. SVPWM Control Approach

As shown in Fig. 2, the stator winding terminals are directly connected to one H-bridge. Each H-bridge has four discrete states but can only produce three discrete voltage levels, namely $+V_{dc}$, 0, and $-V_{dc}$. Together, the three-phase H-bridge inverter provides 27 switching states. To match the PMSM multia-machine representation, the output voltage vectors are described in the Concordia reference frame (see Fig. 3). The stator voltages are divided into four main families [37] according to magnitude and zero-sequence component values. These families are summarized in Table I.

To control both fictitious machines, the PMSM controller requires a particular space vector $[V_0^* \ V_\alpha^* \ V_\beta^*]^T$. The 3H-bridge inverter can only provide an average value of this voltage set point, using a PWM technique. PWM also produces voltage harmonics that can be controlled by monitoring switching frequency. Consequently, the PWM generation is a 4-D problem: Two dimensions are devoted to the main machine, one dimension is linked to the zero-sequence machine, and the last one permits the meeting of the time constraint. Therefore, four different discrete voltage vectors $\{V1, V2, V3, V4\}$ among the 27 inverter possibilities are necessary for solving this SVPWM problem [38], [39]. Noting T_{sw} as the desired switching period, the four associated duration times $\{\Delta t_1, \Delta t_2, \Delta t_3, \Delta t_4\}$ are computed using the following:

$$\begin{bmatrix} V_0^* \\ V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1/2 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{sw}} \begin{bmatrix} V_{01} & V_{02} & V_{03} & V_{04} \\ V_{\alpha 1} & V_{\alpha 2} & V_{\alpha 3} & V_{\alpha 4} \\ V_{\beta 1} & V_{\beta 2} & V_{\beta 3} & V_{\beta 4} \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_3 \\ \Delta t_4 \end{bmatrix}. \quad (3)$$

The set of four voltage vectors is chosen to guarantee that each Δt_k is positive. In the case having three H-bridges, there are numerous ways of choosing such a set. The main issue here is to select the most relevant one. The following clarifies the PMSM SVPWM specifications.

C. Control Drive Requirements

The SVPWM has to control the 3H-bridge inverter to maximize the drive performances and to minimize the global power losses.

The first objective is to optimize the electromechanical functioning in the torque–speed frame [40]. At high speed, the ohmic losses can be neglected ($I_c \omega \gg R$), and the base speed Ω_b can be expressed as follows [41], [42]:

$$\Omega_b = \frac{V_{\alpha\beta_max}}{\sqrt{\frac{3}{2}(K_\Omega)^2 + (L_c \cdot p \cdot I_{\alpha\beta_max})^2}} \quad (4)$$

where K_Ω is the motor constant, p is the pole pair, $I_{\alpha\beta_max}$ is the root-mean-square current value at maximum torque operation, and $V_{\alpha\beta_max}$ is the maximum inverter output voltage supplied to the PMSM. In a vehicular application, the dc-link voltage is limited by the maximal battery voltage. Consequently, to extend the PMSM speed range, the SVPWM has to provide the largest possible magnitude [43].

The second objective is the power efficiency optimization. This has several aspects:

- Minimizing switching losses and ensuring their equal distribution among the three H-bridges. The switching losses are an important part of the semiconductor power losses [44]. Reducing these losses is important to improve the inverter reliability because thermal stress is a key factor of the failure mechanism [19]. For the same reason, ensuring fair switching repartition is crucial.
- Ability to feed the zero-sequence machine with the smallest voltage V_0 . In an ideal PMSM, the back EMF e_0 component is null; consequently, the average V_0 voltage has to be zero. However, even in this case, the set of four

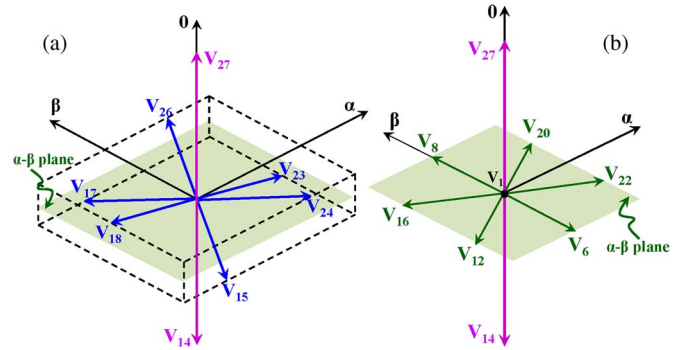


Fig. 4. Selected vectors of standard SVPWM modulation methods. (a) Method I. (b) Method II.

voltages may generate a zero-sequence voltage inducing zero-sequence current ripple Δi_0 . This current undulation has to be minimized to prevent pointless losses. This last point is crucial because the zero-sequence inductance value L_0 is generally very small due to good phase magnetic coupling.

The third objective is the robustness of SVPWM control regarding the following:

- The temporal accuracy of application times of the four chosen vectors. The control implementation is based on a microcontroller and field-programmable gate-array logic circuit using a digital timer. Timer precision and driver circuit and power switch delays introduce uncertainties in the real application. Moreover, internal dead time is mandatory to prevent leg SC, but it makes the actual PMSM voltage dependent on the current sign. This is another reason for the uncertainty on the voltage value actually applied.
- The PMSM parameters. Any winding unbalance produces a nonnull zero-sequence back EMF e_0 . In this real-world context, the SVPWM sequence has to be able to generate a small nonnull zero-sequence V_0 with little harmonic content to counteract the PMSM defect.

In the following, we use these specifications to analyze existing SVPWM techniques and provide innovative SVPWM strategies. The following describes the two standard SVPWM methods.

D. Standard SVPWM Control Methods

Previous studies on SVPWM modulation techniques have already suggested two different strategies for a set of a PMSM and a 3H-bridge inverter.

The first method (method I) discussed in [35] employs the first and sixth vector families. Fig. 4(a) shows the 3-D representation of the selected voltages in the Concordia reference frame. Note that each selected vector develops a nonzero component in the zero-sequence subspace.

The second standard SVPWM strategy (method II) utilizes the single vector of family V, the two vectors of family VI, and the six vectors of family II [34]. Fig. 4(b) depicts the 3-D representation of the discrete voltages defined by this method.

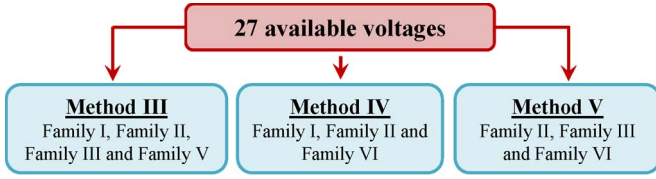


Fig. 5. Vectors set for the innovative proposed SVPWM strategies.

TABLE II
ELECTRIC CHARACTERISTICS OF THREE H-BRIDGE AND PMSM DRIVE

Symbol	Parameter	Value
V_{dc}	DC link voltage	400 [V]
T_{sw}	Switching period	100 [μ s]
P_n	Rated power	40 [kW]
I_n	Rated rms current	66.67 [A]
K_Ω	Motor constant	0.707 [V.s/rad]
p	Number of pole pairs	4
R	Phase winding resistance	75 [m Ω]
L_0	Leakage inductance	0.265 [mH]
L_c	Cyclic inductance	2.652 [mH]

To date, two vector families have been neglected in the PWM generation. It is therefore interesting to explore other SVPWM strategies. The following sets out the proposed space-vector control methods.

Both of the standard methods are restricted in the use of possibilities offered by the 3H-bridge inverter. Families III and IV are unused, and each standard method is based on a unique main family (namely, families I and II for methods I and II, respectively). It is interesting to explore other voltage combinations to solve (3) and to check their ability to respect the listed drive requirements. The following sets out new space-vector control methods.

E. Innovative SVPWM Control Methods

The diagram depicted in Fig. 5 shows the vector families used by the three proposed control techniques. In method III, family VI is voluntarily eliminated to reduce the instantaneous voltage of the zero-sequence fictitious machine. However, the maximum achievable voltage may be reduced since family III has small magnitude vectors. To tackle this problem, we propose method IV, which uses the largest voltage vector (families I and II). To enable the resolution of (3), method IV also uses family VI; these two vectors give the ability to reach the zero-sequence demand. Method V selects the smallest vectors (family III); the aim is to examine whether it leads to a relevant solution for small voltage requirement (generally corresponding to low motor speed). Note that family IV is rejected due to its high contribution in zero axis.

F. Comparative Study

Standard and suggested voltage vectors set have to be compared using the same criteria. Drive requirements impose the three mentioned constraints: speed range, power efficiency, and sensitivity regarding parameter and control uncertainties. Table II shows the electric characteristics of the motor drive on which this comparative study is conducted.

TABLE III
ABILITY TO REACH HIGH SPEED

Methods	I	II	III	IV	V
Ω_b (rpm)	3116	3115	3128	3128	1626

Mechanical Drive Performance: In an ideal PMSM case, the reference voltage has a null zero-sequence component. Combining this constraint ($V_0^* = 0$) with (3), the resulting voltages are given by

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha}^* \\ V_{\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{T_{sw}} \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} & V_{\alpha 2} & V_{\alpha 3} & V_{\alpha 4} \\ V_{\beta 1} & V_{\beta 2} & V_{\beta 3} & V_{\beta 4} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Delta t_1 \\ \Delta t_2 \\ \Delta t_3 \\ \Delta t_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

with

$$\Delta t_3 = \frac{V_{04} \cdot T_{sw}/2 + (V_{01} - V_{04}) \Delta t_1 + (V_{02} - V_{04}) \Delta t_2}{V_{04} - V_{03}}$$

and $\Delta t_4 = T_{sw}/2 - (\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3)$. Varying the two remaining times Δt_1 and Δt_2 arbitrarily from 0 to $T_{sw}/2$ allows the exploration of all the possibilities. Referring to (4), each base speed corresponds to the highest voltage magnitude that the corresponding strategy can achieve on a complete electrical turn. Table III summarizes the computed results. Methods III and IV have the best performance regarding this criterion. From Table III, we can notice that the first four methods allow roughly the same speed range, whereas, as expected, method V prevents high speeds.

By solving (3), a given reference voltage can lead to several combinations of a set with four voltages. However, minimizing the torque ripple conducts to reduce the α - β current ripple [see (2)] and, consequently, α - β voltage ripple [see (1)]. The scalar projection of method vectors onto the α - β plane defines the sectors. As shown in Fig. 6, there are six sectors for the standard methods and 12 for the proposed methods. From this representation, it is clear that the reduction of the voltage differences and, therefore, of the voltage ripple involves using adjacent vectors in a defined sector.

Power Efficiency Optimization: The reference vector is located in a unique sector associated to a single set of four voltages including, for some methods, vectors V_{27} and V_{14} (see Fig. 6). To minimize switching losses, it is crucial to construct a sequence guaranteeing an equitable distribution of the number of switches per leg to obtain a limited number of switches and to avoid excessive switching while sector changing. Taking the first sector as an example, Fig. 7 shows the turn-on and turn-off numbers. The three H-bridges are represented by three rectangles. Points inside them depict the number of switches achieved from the beginning of the half period: Red points depict current switches, whereas black points symbolize previous switches. For instance, a single H-bridge needs two switches, i.e., one turn-on switch and one turn-off switch, to switch from the normalized voltage +1 to -1 or *vice versa*. Finally, every method gives the same number of switches (namely six) and ensures their equal distribution (two per bridge), except method II. This latter requires seven switches that are necessarily asymmetrically distributed.

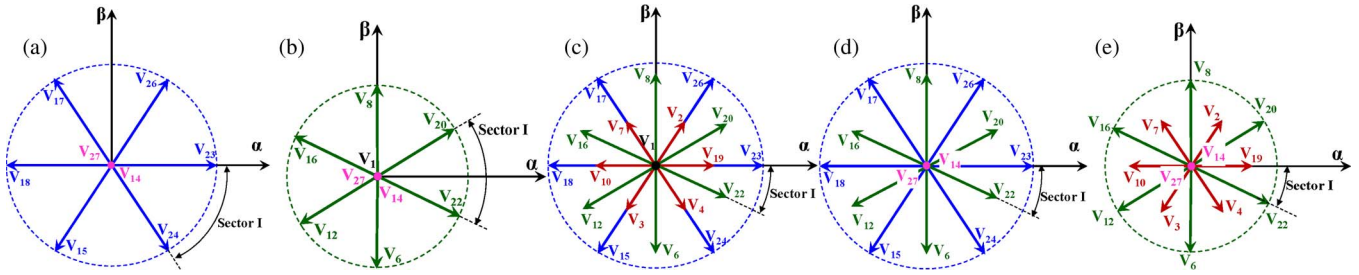


Fig. 6. Scalar projection of methods vectors onto the α - β plane. Associated Sectors. (a) Method I. (b) Method II. (c) Method III. (d) Method IV. (e) Method V.

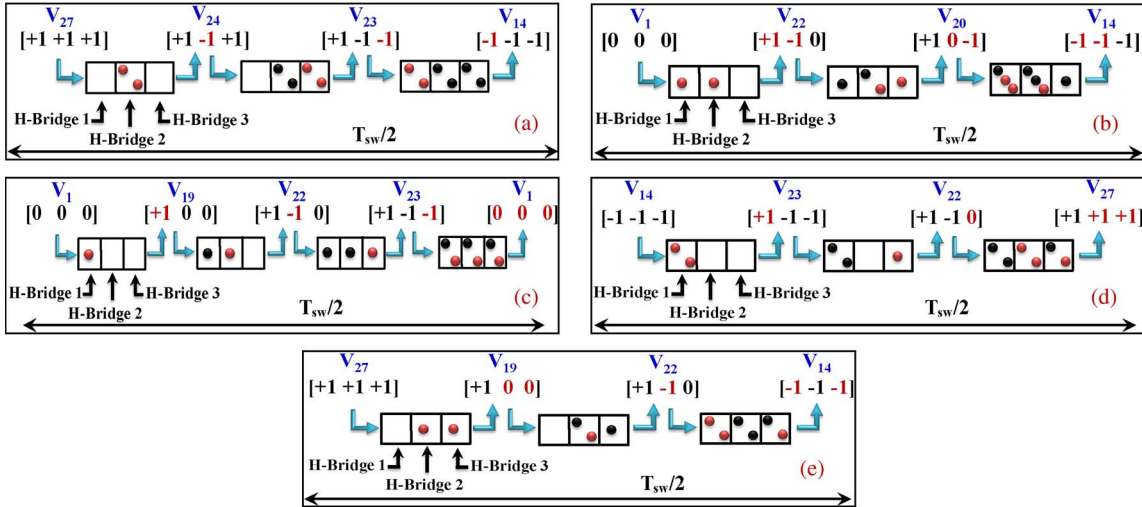


Fig. 7. Switching distribution in the three H-bridges. (a) Method I. (b) Method II. (c) Method III. (d) Method IV. (e) Method V.

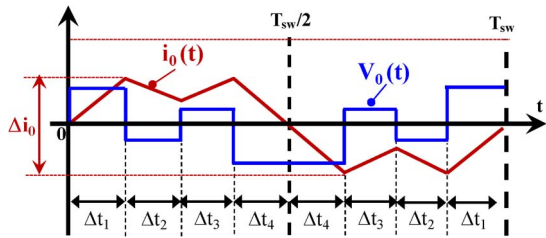


Fig. 8. Zero-sequence voltage and current waveforms in a generic case.

For each method, the selected sequence also involves a temporal evolution of the zero-sequence voltage component. This point is a crucial issue since it drives current ripple and related ohmic losses. For this purpose, (5) is used to determine any voltage with a null mean zero-sequence component. However, the instantaneous value of zero-sequence voltage is not necessarily null (see Fig. 8). The resulting current ripple is filtered by the zero-sequence impedance of the motor. As the switching period T_{sw} has a low value compared with electric-motor time constant L_0/R , a fair approximation of this ripple Δi_0 (see Fig. 8) is given by the $\delta i_0(t)$ peak-to-peak evaluation, where $\delta i_0(t)$ is computed on each switching period as

$$\delta i_0(t) = \frac{1}{L_0} \int_0^t V_0(\tau) d\tau. \quad (6)$$

The corresponding results are shown in Fig. 9. Clearly, the current ripple is highly dependent on the method used and on the voltage magnitude (and, therefore, on the motor speed),

as shown in Fig. 9(a)–(e). In low-speed conditions, methods using family VI to achieve a null α - β voltage generate an important Δi_0 . That is the reason why, with respect to this criterion, methods I, II, IV, and V perform poorly at low speed. However, method III is particularly interesting. It makes use of null voltage vector V_1 to reduce the desired voltage magnitude; hence, this method produces a very low Δi_0 at low speed. Similarly, this ripple remains low at high speed because the two discrete voltages with a nonnull zero component are consecutively applied and have the smallest zero component (families I and III). Finally, for the current ripple, it is not interesting to combine method V at low speed with any other method at high speed [see Fig. 9(e)].

Robustness: The first four methods are able to generate the same desired voltage amplitude while respecting that $V_0^* = 0$. It is also essential to check the sensitivity of the computed duty cycles regarding implementation uncertainties. Motor control solutions are often based on numeric PWM implementations (with timers using a clock). For this reason, each time (Δt_k , $k = 1 \rightarrow 4$) is discretized, and each related duty cycle is scalable in time steps of a clock period. A typical value nowadays is 25 ns. For this purpose, two tests are performed. The first test considers the motor–inverter behavior in the ideal case, while the second is the real case with unbalanced back EMF or imprecise duty cycles.

For the first case, (5) is solved using the same incremental step (namely, $T_{sw}/50$) for Δt_1 and Δt_2 . Fig. 10 shows the achievable voltage vectors for each method, which are

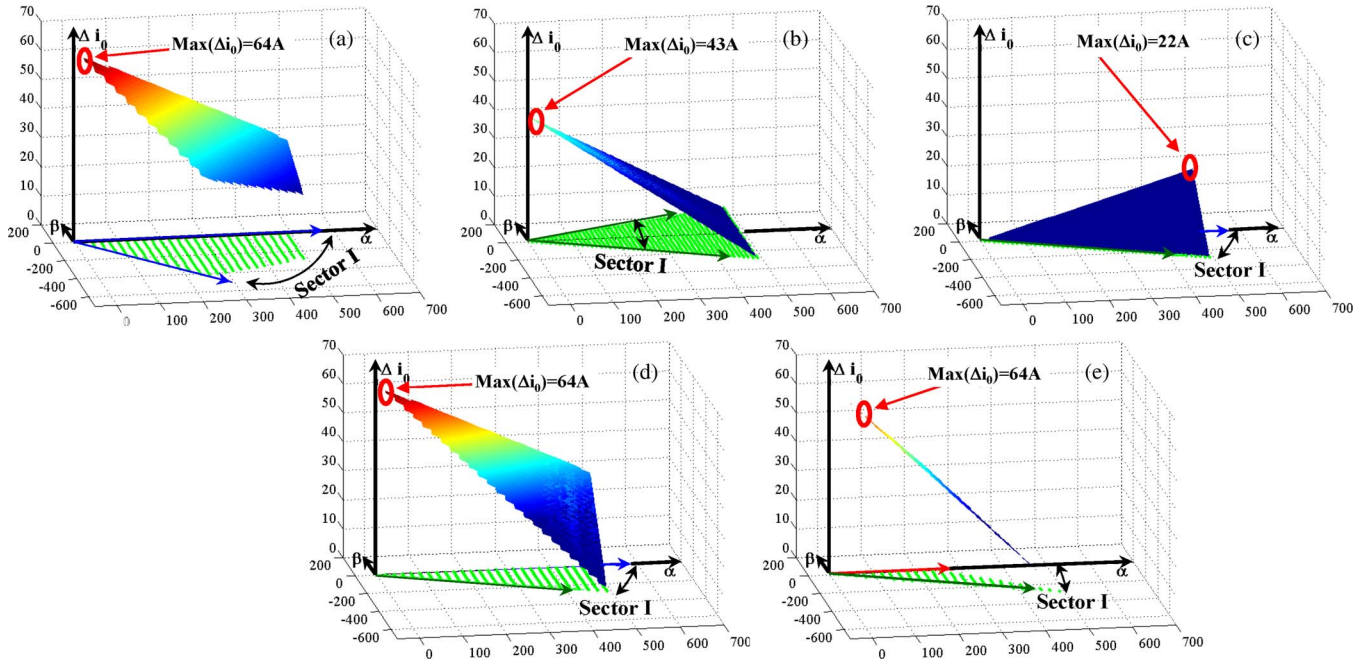


Fig. 9. Zero-sequence current ripple versus the average reference voltage. (a) Method I. (b) Method II. (c) Method III. (d) Method IV. (e) Method V.

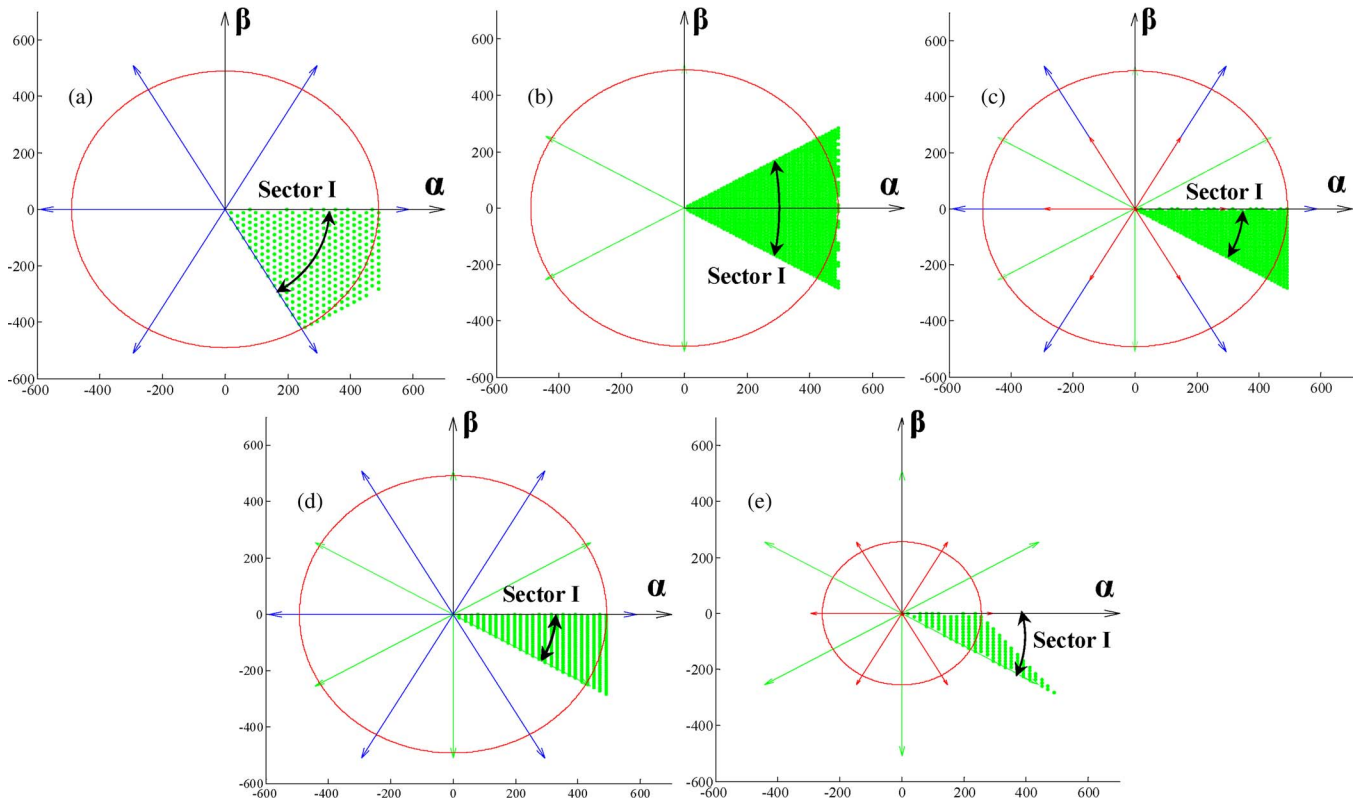


Fig. 10. Achievable reference voltages respecting the $V_0 = 0$ constraint. (a) Method I. (b) Method II. (c) Method III. (d) Method IV. (e) Method V.

represented by points in each studied sector. Points obtained with methods II and III are close together and, consequently, form a higher density than the three other methods. It reveals that methods II and III are less sensitive to duty cycle variations.

For the second case, (3) is solved using the same incremental step (namely $T_{sw}/25$) for every discrete voltage duration ($\Delta t_k, k = 1 \rightarrow 4$). The corresponding voltages are selected if

the zero-sequence average voltage has a small value, namely, $|V_0| \leq (V_{dc}/100)$.

Table IV summarizes the number of points obtained by the five methods for a given resolution (50 and 25 incremental steps) following the two tests. The first row indicates the results in the ideal case, and the second row indicates those obtained in the real case. Both results present the same trends.

TABLE IV
NUMBER OF ACHIEVABLE REFERENCE VECTORS

Methods	I	II	III	IV	V
$V_0 = 0$	331	1305	1326	1002	332
$ V_0 \leq 1\%V_{dc}$	453	2885	4142	1190	582

TABLE V
SUMMARY OF COMPARATIVE STUDY

Criteria	Methods	I	II	III	IV	V
High base speed ability		+	+	+	+	-
null V_0 ability		-	+	+	+	+
Switching losses minimization and equal-repartition		+	-	+	+	+
Low Δi_0 ability		-	0	+	-	-
Insensitivity to duty-cycle		-	+	0	-	-

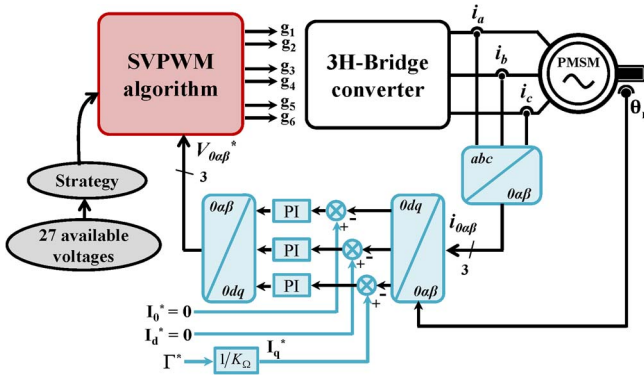


Fig. 11. Synoptic of the proposed control architecture.

Table V summarizes the whole comparative analysis. Advantages and drawbacks of each modulation technique are evaluated against each performance criterion. In conclusion, the innovative SVPWM method III seems to be the best candidate for the electric drive control. It meets all the aforementioned control drive specifications. To complete this comparison, the following presents the SVPWM control implementation of this proposed method and a competing method, namely, method I.

G. SVPWM Implementation

In electric automobile applications, PM synchronous motors are driven using field-oriented control [41]. This technique is applied in a synchronous rotating $0-d-q$ frame to get dc quantities that can be regulated without a steady-state error by simple proportional-integral correctors [45]. Fig. 11 shows the generic self-control diagram that is implemented in this paper. The control loop purpose is to force the i_d and i_0 currents to zero and to meet the torque demand using only i_q current. This can be calculated using the following expression [46]:

$$i_q^* = T_{em}^* / K_{\Omega}. \quad (7)$$

The control loop generates sinusoidal reference voltages $V_{0\alpha\beta}^*$ in the stationary $0-\alpha-\beta$ frame. The 3H-bridge inverter produces only 27 discrete voltages. The SVPWM algorithm blocks generate the required voltages using the technique of

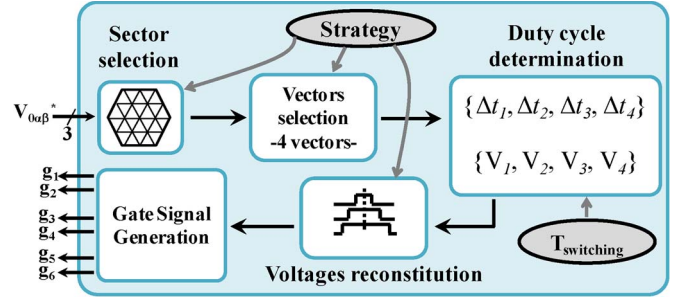


Fig. 12. Algorithm diagram of the SVPWM modulation technique.

switching modulation. Fig. 12 shows that an SVPWM implementation diagram allowing the determination of the gate signals of the power switches. At a switching period T_{sw} , the algorithm first locates the reference voltage $V_{0\alpha\beta}^*$ in the $\alpha-\beta$ frame and deduces the current sector and, hence, the four appropriate vectors. Second, it determines each duty cycle. Third, it defines the related switching sequence. Finally, the gate signals are generated with a small sampling time (i.e., $T_{sample} = T_{sw}/1024$).

IV. RESULTS AND DISCUSSIONS

As shown in Fig. 11, the combination of the PMSM and the 3H-bridge inverter associated with its dedicated control scheme has been tested in simulation using Matlab/Simulink software tools. The dc-link voltage is kept constant along the operation. The PMSM model does not include a mechanical model. Only steady-state operation at a fixed speed (specifically 955 r/min) and with a constant reference torque (namely 60 N·m) are examined. Fig. 13 shows the results obtained with two control methods (i.e., I and III). Furthermore, it should be noted that all methods have the same complexity since they are based on solving (3).

Fig. 13(a) and (b) show instantaneous electromagnetic torque obtained for a SVPWM switching frequency forced to $(f_{sw}) = 1/T_{sw} = 10$ kHz. In each case, the motor accurately produces the requested torque, proving the correct operation of the implemented self-control algorithm. The torque ripple is almost insensitive to the SVPWM method. At constant speed $N = 955$ r/min, the zero-sequence currents and the three stator currents (i_a, i_b, i_c) are plotted in Fig. 13(c) and (d) and Fig. 13(e) and (f), respectively. Simulation results confirm the conclusions of the comparative study. Method III has an advantage over others in providing a low zero-sequence current ripple Δi_0 . For instance, this operating point ($N = 955$ r/min; $T_{em} = 60$ N·m) reveals $(\Delta i_0) = \pm 6$ A when using method III but ± 56.2 A with method I. Hence, method III is favorable both in terms of power efficiency and electromagnetic compatibility. In addition, Fig. 14 verifies that method I increases Δi_0 at low speed (low voltage), contrary to method III, which tends to reduce it.

For control design, the combination of a PMSM and a 3H-bridge inverter offers important degrees of freedom. The SVPWM synthesis reveals a significant number of strategies. This exhaustive study was based on a comprehensive inventory of the EV drive requirements. The quantitative analysis allows

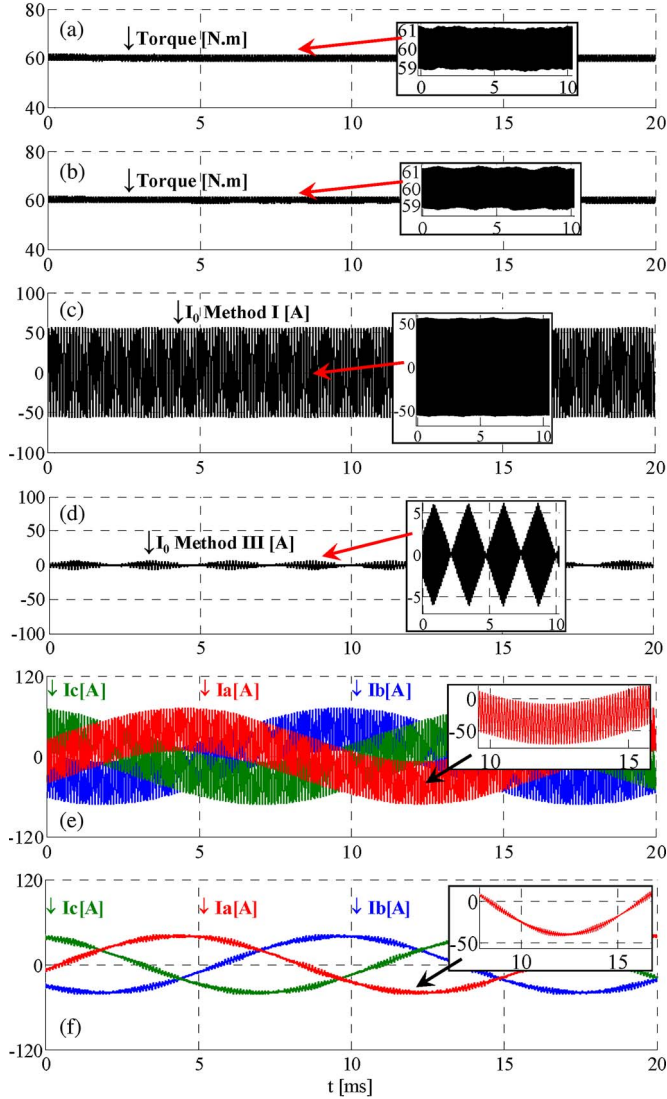


Fig. 13. SVPWM methods comparison in self-control mode.

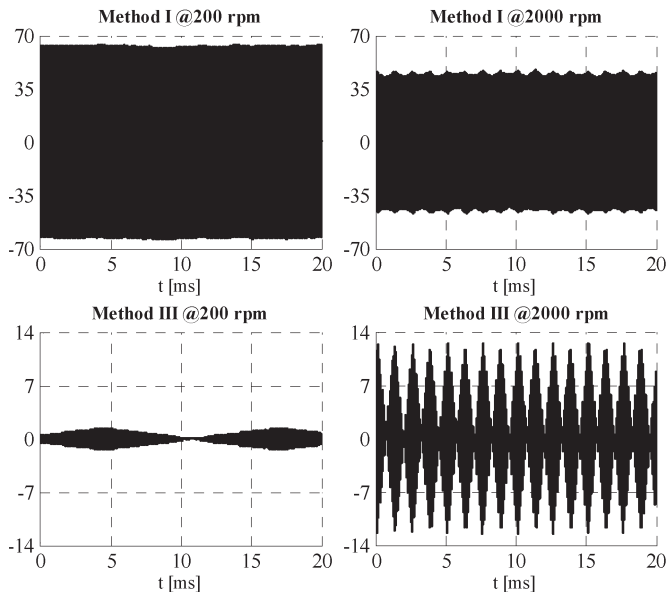


Fig. 14. Zero-sequence current at $T_{em} = 60 \text{ N} \cdot \text{m}$ (200 rpm/2000 rpm).

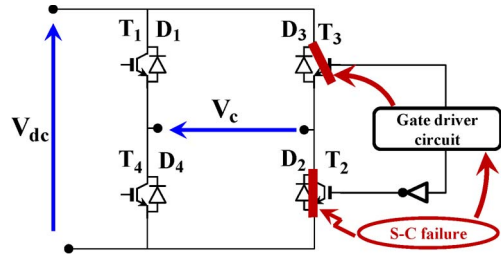


Fig. 15. SC switch failure case.

TABLE VI
STATOR-VOLTAGE DECOMPOSITION

Families	Remaining voltage vectors	Magnitude	V_0 value
<i>Family I</i>	15-18-24	$2 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
<i>Family II</i>	6-12-16-22	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2)}$	0
<i>Family III</i>	3-4-7-10-19	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
<i>Family IV</i>	9-13-21-25	$V_{dc} \cdot \sqrt{(2/3)}$	$\pm 2 \cdot V_{dc} \cdot \sqrt{(1/3)}$
<i>Family V</i>	1	0	0
<i>Family VI</i>	27	0	$+V_{dc} \cdot \sqrt{(3)}$

the identification of a new and more attractive option. Simulation results confirm the interest of this choice.

The drive architecture was analyzed in nominal mode. The second crucial issue is to explore its abilities to operate in degraded mode. The following gives an overview of the degraded mode possibilities and proposes fault-tolerant control where feasible.

V. EXHAUSTIVE ANALYSIS OF FAILURE MODE

The studied system may encounter fault conditions. As mentioned in Section II, power switches have the largest failure occurrence, and their occurrence has very significant implications. Switch breakdown may result in switch OC or switch SC. In practice, the SC switch failure is most common compared with the OC failure (85% for SC and 15% for OC) [47]. For that reason, Section V

- explains drive remaining possibilities once a single-power switch becomes inoperative;
- suggests a fault-tolerant mode control algorithm.

For simplicity, a semiconductor breakdown (precisely (T_2, D_2)) of the third bridge (i.e., phase C) is considered.

Remaining Discrete Space Vectors: Fig. 15 shows switch states during an SC failure on a single-power switch (T_2, D_2). In this case, the common gate driver leg forces power switch (T_3, D_3) to be immediately in an open state.

When such a fault occurs, the affected H-bridge can only produce two different levels instead of three, namely, 0 and $+V_{dc}$ (see the example in Fig. 15). As a result, the inverter is only able to produce 18 discrete space vectors, that is to say, half the normal case. These cases are listed in Table VI, whereas Fig. 16 shows them in the Concordia reference frame.

Using a combination of the space vectors of families III and IV, as suggested by the chosen SVPWM method, a voltage can only be obtained in a half-plane delimited by V_{16} and V_{22} . Conversely, all discrete vectors of the opposite half-plane reveal

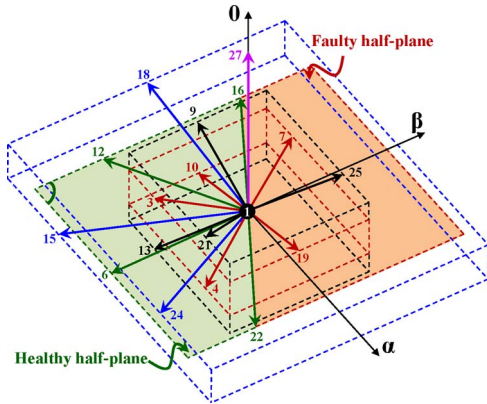


Fig. 16. Discrete space vector in the case of a single-power switch in an SC state.

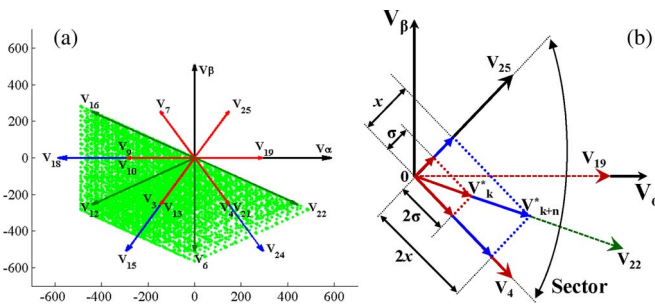


Fig. 17. Achievable reference voltages in case of a single-power switch in an SC state.

the same sign zero-sequence component (positive in the current case).

Exhaustive research of a remedial strategy: In faulty drive, the first objective is to obtain a rotating voltage in the α - β frame by using combinations of the remaining discrete voltages. The second objective is to realize a voltage with a null mean zero-sequence component during a switching period ($\langle V_0 \rangle = 0$). The zero-sequence current i_0 is essentially limited by the zero-sequence inductance, whose value is low. Hence, as the three voltage components (V_α, V_β, V_0) still need to be controlled, the faulty PWM generation remains a 4-D problem. Any achievable voltage is determined by using (5) while varying Δt_1 and Δt_2 arbitrarily from 0 to $T_{sw}/2$. In this equation, $\{V_1, V_2, V_3, V_4\}$ is a set of four selected voltages out of the remaining 18 voltages. Consequently, the number of possible combinations is 3060 ($C_{18}^4 = 3060$). A given voltage can be achieved by different voltage sets. On the contrary, some voltages may never be realized. Obviously, solving (5) is constrained by positive times Δt_3 and Δt_4 .

Fig. 17(a) shows the SV reachable area defined in case of a single-power switch SC. It is a half hexagon; the missing part is due to inability to meet the $V_0 = 0$ specification. Consequently, it shows that a rotating voltage cannot be obtained using the remaining discrete vectors.

As given in Table VI, the high zero-sequence component of vector V_{25} ($2 \cdot (\sqrt{3})/3$) prevents null V_0 in the critical region. Among the 18 remaining vectors, the only vectors that permit a reduction of this high voltage are V_4, V_{10} , and V_{13} . V_{13} is the opposite of V_{25} [see Fig. 17(a)], and the zero-sequence

component of the two vectors V_4 and V_{10} are half of vector V_{25} . The diagram shown in Fig. 17(b) shows a typical SVPWM combination containing V_4 and V_{25} . It shows that for a given duty cycle (σ) of V_{25} , twice this value (2σ) must be applied to V_4 to generate a null V_0 . Consequently, the scalar projection of the resulting reference voltage is always located in the healthy region.

To summarize, a satisfactory behavior in degraded operating mode cannot be obtained without a reconfiguration of the structure of the power converter. Indeed, considering a phase disconnection of the faulty H-bridge, it could lead to a more suitable degraded operating mode. This topic will be studied in future work and presented in a forthcoming paper.

VI. CONCLUSION

This paper has considered H-bridge power converter for a three-phase PM synchronous motor in an EV.

First, using a methodical approach, innovative SVPWM control methods have been proposed. Furthermore, using the EV drive requirements, these suggested methods have been compared with standard SVPWM methods. Among these, a specific method has combined all the advantages: minimization of switching losses, balancing of switching rate between the three H-bridges, insensitivity to duty cycle, maximization of the drive performance, and reduction of the zero-sequence current ripple. This proposed method has been successfully implemented in simulation with a self-controlled PM motor model using Matlab/Simulink environment.

Second, power switch failure mode has been fully investigated. Exhaustive analysis of the most common breakdown demonstrates that SC is a critical state regarding the margins left in the control strategy. Future works will be focused on the experimental validation of the SVPWM control methods in normal and degraded operating modes.

Finally, it has been demonstrated that no satisfactory post-failure reconfiguration can be applied if the disconnection of the PMSM phase from the failing H-bridge is not considered. The work presented in this paper has been a first step in defining fault-tolerant control for an EV powertrain.

REFERENCES

- [1] M. Ciappa, "Prediction on the base of mission profiles," *Microelectron. Reliab.*, vol. 45, no. 9–11, pp. 1293–1298, Sep.–Nov. 2005.
- [2] V. Smet, F. Forest, J. Huselstein, F. Richardeau, Z. Khatir, S. Lefebvre, and M. Berkani, "Ageing and failure modes of IGBT modules in high-temperature power cycling," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 10, pp. 4931–4941, Oct. 2011.
- [3] D. Martineau, T. Mazeaud, M. Legros, C. Ph. Dupuy, and C. Levade, "Characterization of alterations on power MOSFET devices under extreme electro-thermal fatigue," *Microelectron. Reliab.*, vol. 50, no. 9–11, pp. 1768–1772, Sep.–Nov. 2010.
- [4] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto, and M. Zordan, "Innovative remedial strategies for inverter faults in IPM synchronous motor drives," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 306–314, Jun. 2003.
- [5] J. Dixon, J. Pereda, C. Castillo, and S. Bosch, "Asymmetrical multilevel inverter for traction drives using only one DC supply," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 59, no. 8, pp. 3736–3743, Oct. 2010.
- [6] R. Wang and J. Wang, "Fault-tolerant control with active fault diagnosis for four-wheel independently driven electric ground vehicles," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 60, no. 9, pp. 4276–4287, Nov. 2011.

- [7] D. Diallo, M. E. H. Benbouzid, and A. Makouf, "A fault-tolerant control architecture for induction motor drives in automotive applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 53, no. 6, pp. 1847–1855, Nov. 2004.
- [8] M. E. H. Benbouzid, D. Diallo, and M. Zeraoulia, "Advanced fault-tolerant control of induction-motor drives for EV/HEV traction applications: From conventional to modern and intelligent control techniques," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 2, pp. 519–528, Mar. 2007.
- [9] N. Bianchi, M. D. Pre, and S. Bolognani, "Design of a fault-tolerant IPM motor for electric power steering," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 4, pp. 1102–1111, Jul. 2006.
- [10] L. De Sousa and B. Bouchez, "Combined electric device for powering and charging," Patent WO 2010/057 892 A1, May 27, 2010.
- [11] L. De-Sousa and B. Bouchez, "Method and electric combined device for powering and charging with compensation means," Int. Patent WO 2010/057 893 A1, May 27, 2010.
- [12] L. De Sousa, B. Silvestre, and B. Bouchez, "A combined multiphase electric drive and fast battery charger for electric vehicles topology and electric propulsion efficiency analysis," in *Conf. Rec. IEEE VPP*, France, Sep. 1–3, 2010, pp. 1–6.
- [13] S. Lacroix, M. Hilairret, and E. Laboure, "Design of a battery-charger controller for electric vehicle based on RST controller," in *Conf. Rec. IEEE VPPC*, Sep. 6–9, 2011, pp. 1–6.
- [14] H. Schwab, A. Klönne, S. Reck, I. Ramesohl, G. Sturtzer, and B. Keith, "Reliability evaluation of a permanent magnet synchronous motor drive for an automotive application," in *Conf. Rec. IEEE EPE 10th Eur. Conf.*, Dec. 2–4, 2003, pp. 1–10.
- [15] L. Dulau, S. Pontarollo, A. Boimond, J.-F. Garnier, N. Giraud, and O. Terrasse, "A new gate driver integrated circuit for IGBT devices with advanced protections," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 1, pp. 38–44, Jan. 2006.
- [16] M. Bouarroudj-Berkani and L. Dupont, "Fatigue des composants électroniques de puissance-Physique de défaillance," *Tech. de l'Ingénieur*, vol. 3126, pp. 1–21, 2010.
- [17] M. Bouarroudj, Z. Khatir, J. P. Ousten, L. Dupont, S. Lefebvre, and F. Badel, "Comparison of stress distributions and failure modes during thermal cycling and power cycling on high power IGBT modules," in *Conf. Rec. IEEE APE Euro. Conf.*, Sep. 2–5, 2007, pp. 1–10.
- [18] G. Coquery, G. Lefranc, T. Licht, R. Lallemand, N. Seliger, and H. Berg, "High temperature reliability on automotive power modules verified by power cycling tests up to 150 °C," *Microelectron. Reliab.*, vol. 43, no. 9–11, pp. 1871–1876, Sep.–Nov. 2003.
- [19] G. Coquery, S. Carubelli, J. P. Ousten, R. Lallemand, F. Lecoq, D. Lhotellier, V. de Viry, and P. Dupuy, "Power module lifetime estimation from chip temperature direct measurement in an automotive traction inverter," *Microelectron. Reliab.*, vol. 41, no. 9/10, pp. 1695–1700, Sep./Oct. 2001.
- [20] M. Ciappa, "Selected failure mechanisms of modern power modules," *Microelectron. Reliab.*, vol. 42, no. 4/5, pp. 653–667, Apr./May 2002.
- [21] J. Vallon, F. Richardeau, H. Feral, Y. Cheron, F. Forest, J.-J. Huselstein, and C. Joubert, "Converter topology for reliability test bench dedicated to PWM inverters," in *Conf. Rec. Power Electron. Appl.*, Toulouse, France, 2003, pp. 1–10.
- [22] F. Richardeau, P. Baudesson, and T. A. Meynard, "Failures-tolerance and remedial strategies of a PWM multicell inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 17, no. 6, pp. 905–912, Nov. 2002.
- [23] S. Lefebvre, Z. Khatir, and F. Saint-Eve, "Experimental behavior of single-chip IGBT and COOLMOS devices under repetitive short-circuit conditions," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 52, no. 2, pp. 276–283, Feb. 2005.
- [24] F. Richardeau, J. Mavier, H. Piquet, and G. Gateau, "Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA," in *Conf. Rec. IEEE EPE 12th Eur. Conf.*, Sep. 2–5, 2007, pp. 1–9.
- [25] B. A. Welchko, T. A. Lipo, T. M. Jahns, and S. E. Schulz, "Fault-tolerant three-phase AC motor drive topologies: A comparison of features, cost, and limitations," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 4, pp. 1108–1116, Jul. 2004.
- [26] J. Mecrow, B. C. Jack, A. G. Haylock, and J. A. Coles, "Fault-tolerant permanent magnet machine drives," *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl.*, vol. 143, no. 6, pp. 437–442, Nov. 1996.
- [27] L. De Sousa and H. Dogan, "Method of evaluating the zero-sequence inductance ratio for electrical machines," in *Proc. IEEE EPE 14th Eur. Conf.*, Aug. 30–Sep. 1 2011, pp. 1–10.
- [28] B. V. Reddy, V. T. Somasekhar, and Y. Kalyan, "Decoupled space-vector PWM strategies for a four-level asymmetrical open-end winding induction motor drive with waveform symmetries," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 5130–5141, Nov. 2011.
- [29] K. A. Corzine, S. D. Sudhoff, and C. A. Whitcomb, "Performance characteristics of a cascaded two-level converter," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 433–439, Sep. 1999.
- [30] M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Fault-tolerant and minimum loss control of double-star synchronous machines under open phase conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1956–1965, May 2008.
- [31] N. Ertugrul, W. Soong, G. Dostal, and D. Saxon, "Fault-tolerant motor drive system with redundancy for critical applications," in *Conf. Rec. IEEE PEIS 33rd Annu. Conf.*, Jun. 23–27, 2002, pp. 1457–1462.
- [32] I. Y. Önel and M. E. H. Benbouzid, "Induction motor bearing failure detection and diagnosis: Park and Concordia transform approaches comparative study," *IEEE/ASME Trans. Mechatronics*, vol. 13, no. 2, pp. 257–262, Apr. 2008.
- [33] F. Scullier, J.-F. Charpentier, E. Semail, and S. Clenet, "Comparison of two 5-phase permanent magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications," in *Conf. Rec. IEEE IEMDC*, May 3–5, 2007, pp. 34–39.
- [34] J. P. Martin, E. Semail, S. Pierfederici, A. Bouscayrol, and B. Davat, "Space vector control of 5-phase PMSM supplied by 5 H-bridge VSIs," in *Proc. Congr. Int. Electrimacs*, 2002, pp. 1–6.
- [35] X. Kestelyn, E. Semail, and J. P. Hautier, "Multi-phase system supplied by SVM VSI: A new fast algorithm to compute duty cycles," *EPE J.*, vol. 14, no. 3, pp. 1–14, Aug. 2004.
- [36] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Boca Raton, FL, USA: CRC, Sep. 2009, p. 611.
- [37] J. P. Martin, "Contribution to the voltage supply of multi-phase synchronous permanent magnet machines: Normal and fault operating modes," Ph.D. dissertation, Inst. Nat. Polytech. Lorraine, Nancy, France, 2003.
- [38] T. Chen, "Circulating zero-sequence current control of parallel three-phase inverters," *Proc. Inst. Elect. Eng.—Elect. Power Appl.*, vol. 153, no. 2, pp. 282–288, Mar. 2006.
- [39] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sep./Oct. 1995.
- [40] M. Zeraoulia, M. E. H. Benbouzid, and D. Diallo, "Electric motor drive selection issues for HEV propulsion systems: A comparative study," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 55, no. 6, pp. 1756–1764, Nov. 2006.
- [41] I. Hussein, *Electric and Hybrid Vehicles; Design and Fundamentals*, 2nd ed. Boca Raton, FL, USA: CRC, 2010, p. 288.
- [42] M. Stulrajter, V. Hrabovcova, and M. Franko, "Permanent magnet synchronous motor control theory," *J. Elect. Eng.*, vol. 58, no. 2, pp. 79–84, 2007.
- [43] J. M. Miller, *Propulsion Systems for Hybrid Vehicles*, 2nd ed. Stevenage, U.K.: IET, Jan. 2010, p. 593.
- [44] Y. Xiong, S. Sun, H. Jia, P. Shea, and Z. J. Shen, "New physical insights on power MOSFET switching losses," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 2, pp. 525–531, Feb. 2009.
- [45] A. Nahome Alemayehu, R. Zaimedine, B. Liu, and T. Undeland, "Vector control of direct drive six phase permanent magnet synchronous generators," in *Conf. Rec. IEEE PES PowerTech*, Jun. 19–23, 2011, pp. 1–7.
- [46] E. Semail, A. Bouscayrol, and J. P. Hautier, "Vectorial formalism for analysis and design of polyphase synchronous machines," *Eur. Phys. J. Appl. Phys.*, vol. 22, no. 3, pp. 207–220, Jun. 2003.
- [47] J.-P. Louis, *Control of Non-Conventional Synchronous Motors*. Paris, France: Wiley, 2011, p. 448.



Abdelfatah Kolli (S'11) received the M.Sc. degree in electromechanical engineering from the University of Bejaia, Bejaia, Algeria, in 2008 and the M.Sc. degree from the University of Franche-Comté, Belfort, France, in 2009. He is currently working toward the Ph.D. degree with the New Technology Laboratory, French Institute of Science and Technology for Transport, Development, and Networks, Versailles, France.

His current research interests include power electronics and fault-tolerant converter design for electric-vehicle applications.



Olivier Béthoux (M'09) received the M.Sc. degree from Ecole Centrale de Lille, Villeneuve-d'Ascq, France, in 1990 and the Ph.D. degree from The University of Cergy-Pontoise, Pontoise, France, in 2005.

From 1992 to 1997, he was a Research Engineer with the Alcatel Alsthom Research Center, France. Since 2006, he has been an Assistant Professor with the Paris Electrical Engineering Laboratory, University of Paris XI, Gif-Sur-Yvette, France, and the IUT de Cachan, University of Paris XI, Cachan, France.

His main research interests include the analysis, design, control, and fault diagnosis of electric machines and advanced control techniques and energy management of fuel and photovoltaic cells.



Alexandre De Bernardinis (M'12) received the M.Sc. degree in electrical engineering from the University of Nantes, Nantes, France, in 1995, the Master's degree from the University of Nancy, Nancy, France, in 1996, and the Ph.D. degree from the National Polytechnic Institute of Lorraine, Nancy, in 2000.

Since 2001, he has been a Researcher Scientist with New Technology Laboratory, French Institute of Science and Technology for Transport, Development, and Networks, Versailles, France. His current

research interests include power electronic architectures for fuel cell systems, fault-tolerant aspects of electrical drives, and energy management for transport applications.



Eric Labouré received the M.Sc. degree in electrical engineering from the Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, Lyon, France, in 1989 and the M.Sc. and Ph.D. degrees from École Normale Supérieure de Cachan (ENS de Cachan), Cachan, France, in 1991 and 1995, respectively.

Until 2008, he was an Assistant Professor with the Systems and Applications of Information Technologies and Energy Laboratory, ENS de Cachan. Since 2008, he has been a Professor with the University of Paris XI, Orsay, France. He is currently working with

the ICHAMS team of the Paris Electrical Engineering Laboratory, University of Paris XI, Gif-Sur-Yvette, France, and the IUT de Cachan, University of Paris XI, Cachan, France. His research interests include power electronics, integration in power electronics, electromagnetics, and electromagnetic compatibility.



Gérard Coquery received the M.Sc. degree in electrotechnical engineering from the National Conservatory of Arts and Crafts, Paris, France, in 1977.

Since 1998, he has been the Head of the New Technology Laboratory, French National Institute for Transport and Safety Research, France. Since 2011,

he has been the Head of the New Technology Laboratory, French Institute of Science and Technology for Transport, Development, and Networks, Versailles, France. His research interests include power electronic devices, reliability, failure modes, and architecture for transportation applications.

His research interests include power electronic devices, reliability, failure modes, and architecture for transportation applications.

A new state-observer of the inner PEM fuel cell pressures for enhanced system monitoring

Olivier Bethoux^{1,a}, Emmanuel Godoy², Ivan Roche³, Bruno Naccari², Miassa Amira Taleb^{1,2}, Mohamad Koteiche², and Younane Nassif^{1,2}

¹ LGEP CNRS UMR 8507/SPEE Labs, 11 rue Joliot Curie, Plateau du Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette, France

² SUPELEC Systems Sciences (E3S) Automatic Control Department, 91192 Gif-sur-Yvette, France

³ PSA Peugeot Citroën, route de Gizy, VVA, bât. 91, VV1404, 78943 Vélizy Villacoublay, France

Received: 5 April 2013 / Received in final form: 17 October 2013 / Accepted: 24 March 2014
Published online: 10 June 2014 – © EDP Sciences 2014

Abstract. In embedded systems such as electric vehicles, Proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) has been an attractive technology for many years especially in automotive applications. This paper deals with PEMFC operation monitoring which is a current target for improvement for attaining extended durability. In this paper, supervision of the PEMFC is done using knowledge-based models. Without extra sensors, it enables a clear insight of state variables of the gases in the membrane electrode assembly (MEA) which gives the PEMFC controller the ability to prevent abnormal operating conditions and associated irreversible degradations. First, a new state-observer oriented model of the PEM fuel cell is detailed. Based on this model, theoretical and practical observability issues are discussed. This analysis shows that convection phenomena can be considered negligible from the dynamic point of view; this leads to a reduced model. Finally a state-observer enables the estimation of the inner partial pressure of the cathode by using only the current and voltage measurements. This proposed model-based approach has been successfully tested on a PEM fuel cell simulator using a set of possible fault scenarios.

1 Introduction

1.1 Fuel cell in automotive applications

A basic fuel hydrogen energy combined with renewable energies is a promising energy carrier [1]. Despite there being several different types of fuel cells, they are all based on the same physical process known as reverse electrolysis. Among the available FC technologies, the proton exchange membrane fuel cell (PEMFC) is a very attractive hydrogen power-conversion device thanks to interesting features, such as high power density, low operating temperatures, quick start up (due to the low temperature), simplicity, viability and high efficiency [2,3]. As a consequence, PEMFC is the most likely candidate for various fields: transportation (cars, buses, airliners, etc.) [4–6], stationary and portable/micro power generation sectors [7,8]. Specifically, it is a promising alternative for automobiles, allowing modularity and attractive cruising range combined with high cycle energy efficiency. With its Peugeot 307CC fuel cell hybrid electric vehicle, PSA demonstrates 45% global fuel stack system efficiency on the standard test New European driving cycle (NEDC). This energy efficiency is close to optimum since the fuel

stack system is efficient over a wide operating range. The car hydrogen consumption is less than 1 kg per 100 km [9,10].

The fuel cell principle differs from the combustion processes, and gives better energy efficiency and almost negligible amounts of pollutants or greenhouse gases [11]. Despite the PEM fuel cell's potential, major challenges in PEMFC technology development. Cost and durability and density still remain major challenges for the automotive area:

- to overcome these commercialization barriers, an important key factor to increase the PEMFC system performance is finding new membrane electrode assembly (MEA) materials, with enhanced electrical characteristics [7,12];
- a second major point is to design bipolar plates and fluids flows to minimize fuel cell current density discrepancies [13];
- thirdly, being able to always remain within the optimal PEMFC operating conditions would greatly improve PEMFC system lifetime and hence its cost and reliability.

Regarding PEMFC's lifetime, the main key factors are:

- many studies have proved that PEMFC ageing is closely tied to its conditions of use [14];

^a e-mail: olivier.bethoux@lgep.supelec.fr

- the gas management strategy was also proved to be strongly linked to the PEMFC life span, especially considering high dynamical current profiles such as in automotive applications [15, 16];
- the water management combined with temperature and gas management has a major impact on the PEMFC performance, stability and lifetime [17].

To tackle these problems, real-time accurate monitoring of the PEMFC system operating conditions has to be considered.

1.2 Fuel cell monitoring

Especially in car applications, fast start-up and density are demanded [4]. However, such high power demand can reduce PEMFC lifetime and real-time accurate monitoring of the PEMFC system operating conditions is a key factor. This allows the global PEMFC system to be sized to maintain optimal operating conditions in normal use. In transient phases (during the start-up phase for instance), the monitoring system modifies the control level in order to ensure correct operation. To keep PEMFC system costs down, the monitoring system can handle the sensors used for the PEMFC control.

Many research studies have recently explored PEMFC methods of on-line monitoring. Among those, three different approaches can be distinguished:

- introducing additional sensors [18–20];
- signal processing approaches [21–23];
- knowledge-based model techniques [24–29].

Under this third approach, a class of associated methods is based on a “perturb and observe” technique that allows estimating the value of the PEMFC electrochemical parameters. One method often used, named electrochemical impedance spectroscopy (EIS), consists of superposing a controlled AC low level signal and computing the AC impedance over a wide frequency range [24]. Using the mandatory power conditioning system and modifying its control law allows to achieve this EIS in real-time without further cost [25, 26]. Without any change the current ripple induced by the switching frequency of the power converter provides reliable insights into the membrane resistance and hence predicts the membrane dry-out [27]. For electrochemical parameters identification, Rubio et al. also proposed to apply cyclic current interruptions [28] or to superimpose a low level current generated from a pseudo-random binary sequence [29].

These techniques are based on a low level signal model which is highly dependent on the current density level and needs steady-state conditions to function properly. Obviously this is not the case of many PEMFC applications, in particular fuel cell electric vehicles (FCEV).

1.3 Application to fuel cell electric vehicles

As an alternative, since the FCEV load profile is highly dynamic, the electric load current can be used as a rich signal source to excite different PEMFC modes. Using a large

signal model enables then to analyze all the PEMFC variables. Escobet et al. proposes a first approach in this direction [30]. Based on a mathematical PEMFC model [31], the authors compute fault indicators by analyzing theoretical relationships between measured inputs and outputs. This original methodology was tested on a PEMFC simulator using a set of possible fault scenarios. However, in [30] the authors have validated this model-based fault diagnosis methodology on the external variables of the PEMFC system only (current and voltage of the air compressor, air inlet oxygen excess ratio and FC voltage). The present work focuses on the internal FC state with the aim of permitting to track its best operating point. An important aspect of this is to evaluate precisely the internal gas composition in AL and GDL especially oxygen and water vapor partial pressures which impact the PEMFC ageing greatly [15, 16]. Within this latter framework, this article concentrates on the important but non-measurable variables of the PEMFC mathematical model: precisely the inner partial pressures in the MEA. It is important to estimate such state values as they are strongly linked to the major PEMFC failures such as flooding.

A new observer has been built for this purpose. The observer synthesis relies on a first analysis of the PEMFC model observability from both theoretical point of view and numerical aspects (model dynamics range and observer coefficients range). So partial pressure observer for the cathode of the PEMFC is detailed in this paper. Indeed this part is the most difficult to address since it comprises three gazes (N_2 , O_2 , H_2O_{vap}). It is also relevant because virtually all water flooding phenomena occurs at the cathode of the PEMFC.

In this context, the article is organized as follows. In Section 2, the PEMFC system is presented. In Section 3 a dynamic model, based on the convection and diffusion phenomena, is described. In Section 4, the observability problem is addressed using the proposed model. Section 5 deals with the observer design and its validation using a set of simulations reflecting typical usage. Finally, Section 6 draws conclusions and discusses perspectives for future work.

2 The PEM fuel cell system

This article focuses specifically on fuel cells featuring proton exchange membranes. This type of membrane needs high humidity conditions, operates at relative low temperatures (up to 90 °C) and hence is difficult to run because of precise humidity monitoring needs. This second section sketches an outline of the system at hand and recalls the key link between humidity condition and PEMFC performance.

2.1 Fuel cell stack description

A fuel cell is a complex system interconnected with many auxiliary devices such as air compressor, temperature cooling system, pressure controllers. This study considers that

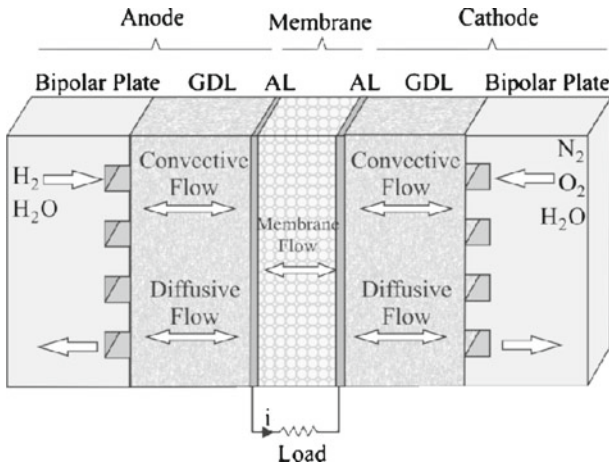


Fig. 1. Schematic representation of the membrane electrode assembly of a PEMFC.

the fuel cell inputs are correctly regulated and measured. These variables are:

- the two input flows (humidified air on the cathode side and hydrogen on the anode side) and the related gas compositions,
- the PEMFC temperature,
- the atmospheric pressure,
- the load current.

Figure 1 shows the system that the state observer will have to estimate in real time.

A basic fuel cell consists of two chambers fed with reactant gases and separated by a membrane called the electrolyte, which has the special property of allowing the passage of ions while blocking the reactants in their stable form. The interface between the membrane and the chambers are catalytic thin layers known as active layers.

In order this reaction to occur, the hydrogen, driven by the chemical potential energy difference, is forced to dissociate in order to diffuse through the electrolyte while the electrons resulting from this dissociation are forced to pass through an external electrical circuit.

Although functional, the basic design of PEMFC has been progressively refined in order to achieve higher efficiency, greater compactness, better durability and enhanced reliability. Each cell is composed of an electrolyte (polymer membrane), sandwiched in between two electrodes (cathode and anode). Each electrode is made of an active layer (AL) (platinum-catalyzed carbon electrode) and a thin porous layer called gas diffusion layer (GDL) which greatly improves the homogeneity of the gas distribution over the active layer (Fig. 1). The electrolyte itself is the subject of extensive research and, due to its high complexity, presents marked nonlinear characteristics which are not yet fully understood.

2.2 The influence of humidity

The humidity ratio in the PEMFC operation has a key role in its efficiency and durability. It is known [17] that

the electrolyte dryness increases the stack voltage losses as the membrane protonic conductivity is directly related to its water content. For instance, the MEA dries faster with a reactant of high stoichiometric coefficient or a high PEMFC temperature. On the other hand (often at high current density) the chemical reaction produces in the stack an amount of water vapor greater than the ability of the system to remove it. In these situations, the vapor ends up by condensing, flooding the stack and preventing the reactant gases from reaching the active layers. High current density operation, low PEMFC temperature or low oxygen ratio tend to favour flooding conditions. Finally, water transport process in MEA is highly nonlinear and it is difficult to avoid water concentration fluctuation [32].

The main goal of this study is to survey the humidity rate of the PEMFC, preventing the membrane dryness or the GDL flooding. The key challenge concerning this specific problem is that there is currently no efficient and non-intrusive method to take direct measures from the GDL or the membrane. It is therefore necessary to utilize an alternative method to obtain its current state. The innovative approach presented in this article is the use of a state observer based on the measures of the fuel cell voltage and current as a non-invasive way to estimate these parameters. In addition to these external measures, a FC macroscopic model is mandatory to design this observer approach. This is the purpose of the next section.

3 Analytical model of the fuel cell for state observer purpose

To implement a state observer, it is necessary to develop an analytical model for the studied system. As the key objective is to use the electrical measures it is important to detail the relationship between voltage and current and partial pressures and humidity ratio.

3.1 Classical electrochemical model

In the interest of finding a connection between the electrical measures and the humidity ratio, it is first necessary to understand the chemical processes involved in the FC stack.

The theoretical voltage produced by a cell can be ideally determined by the Nernst equation; however, this voltage cannot be achieved during operation because of several different types of losses [33].

Activation energy loss: some of the voltage is naturally lost in order to initiate and maintain the chemical reaction (it is the energy necessary to dissociate the reactants); this is the predominant loss when the stack operates in nominal condition.

Ohmic loss: proportional losses related to electrical resistances in the electrical circuits and in the membrane.

Mass transport loss: caused by drop in reactant concentration during operation. At the physical level, this means that the gas transport inside the stack isn't fast

enough to prevent its concentration from dropping in the active layers (a concentration gradient is established). The mass transport loss is the physical constraint that limits the maximum current the stack is able to provide. Over-current operation or blockages preventing the reactants from reaching the membrane, can even deplete the reactants in the active layer causing the stack to fail.

Degeneration of the electrolyte: can be permanent and therefore its causes must be prevented. Some of the reasons that lead to degeneration are unavoidable (e.g., natural aging), but these are always slow processes to be expected only at the end of the membrane normal life cycle. Others, as dryness, happen rapidly and, if left untreated, can damage the stack.

The chemical equation that expresses the voltage drop in an electrochemical reaction is the general Butler-Volmer equation. Applying it to a FC cathode [33, 34]:

$$I = SI_0 \left[\left(\frac{a_{\text{H}_2\text{O}}}{a_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{eq}}} \right) e^{\alpha(V^c - V_{\text{eq}}^c)} - \left(\frac{a_{\text{O}_2}}{a_{\text{O}_2}^{\text{eq}}} \right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{a_{\text{H}^+}}{a_{\text{H}^+}^{\text{eq}}} \right)^2 \times e^{\beta(V^c - V_{\text{eq}}^c)} \right], \quad (1)$$

where S is the exchanging surface, are the activations coefficients [32], V^c is the cell voltage contribution given by the cathode, I is the cell current, the notation “eq” means that this quantity was obtained in absence of current I and α , β , I_0 are constants defined by the physical components of the FC (V^c in fact depends on several other parameters that are not easy to obtain, such as the membrane temperature or the gas partial pressures in chemical equilibrium).

It is possible to work with the simplifying hypothesis presented by [33]:

- the activation of H_2O is always constant and equal to one;
- the contribution of the H^+ activation can be neglected;
- the activation of O_2 is equal to its concentration and can be replaced in this case by its partial pressure;
- the voltage drop due to the anode can be neglected in comparison with the one due to the cathode;
- for high current densities, the reaction order for O_2 can be approximated as 1.

The simplified equation is:

$$I = SI_0 \left[e^{\alpha(V - V_{\text{eq}})} - \left(\frac{P_{\text{O}_2}}{P_{\text{O}_2}^{\text{eq}}} \right) e^{\beta(V - V_{\text{eq}})} \right], \quad (2)$$

where V is the cell voltage and P_{O_2} the partial pressure of O_2 .

In order to take into account the dynamic behavior of the FC voltage, the transfer of charge carriers (electrons and protons) described by the Butler-Volmer law must be combined with the interfacial process due to the electron accumulation at the electrode side and the proton accumulation at the electrolyte side. This is known as the double

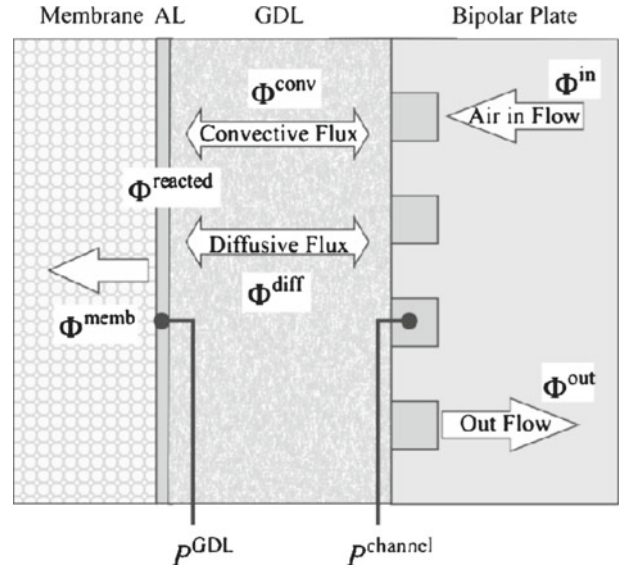


Fig. 2. Major physical phenomena occurring in the cathode of a PEMFC membrane electrode assembly.

layer phenomenon and classically modeled as a capacitor C_{dl} [35]. Hence, the fuel current is the sum of its faradic and capacitive components and the equation (2) becomes:

$$I = SI_0 \left[e^{\alpha(V - V_{\text{eq}})} - \left(\frac{P_{\text{O}_2}}{P_{\text{O}_2}^{\text{eq}}} \right) e^{\beta(V - V_{\text{eq}})} \right] + C_{\text{dl}} \frac{d(V - V_{\text{eq}})}{dt}.$$

It is evident that there is a strong relation between the stack voltage and current and the partial pressure of oxygen in the active layer. This will be estimated by a state observer as explained in Section 5. The estimation error of the state observer will contribute to its convergence towards the internal state of the real system, i.e., the other partial pressures.

To further develop the PEMFC analytical model, the mass transport phenomena inside the cell has to be precisely described. First each isolated mechanism needs to be understood. There are two physical transport processes usually considered as the most relevant in this case: the convection and the diffusion (Fig. 2).

3.2 Convection

The convection phenomenon is the macroscopic process of mass transport due to the difference of pressure in a neighborhood.

Describing analytically the convection flux is not relevant here, as this flux depends on many different variables that are not easily obtained. All these uncertainties, however, are often gathered in one parameter named the convection coefficient. Furthermore, the equation of the convection molar flux of the i th component of a mixture is satisfactorily approximated [36] by the equation:

$$\Phi_i^c = \frac{K}{M_i} \nabla P y_i, \quad (3)$$

where ∇P is the pressure gradient, K is proportionality constant obtained by experiment, M_i is the molar mass of the element and y_i is the mass proportion of i with regard to the mixture.

The mass proportions can be conveniently expressed using the partial pressures P_j and the molar masses M_j of the components:

$$y_i = \frac{M_i P_i}{\sum_j M_j P_j}. \quad (4)$$

Despite its apparently linear behavior, it is important to notice that the mass proportions utilized in the equation (4) depend on the flux direction, therefore this equation has a discontinuity (which is a strong nonlinear characteristic).

The cathode considered in this paper has also an opening to the environment, hence there are two different convective fluxes.

Convective flux (defined as positive when from the channel to the electrode):

$$\begin{aligned} \Phi_i^{\text{conv}} &= \frac{K_c (P_{\text{channel}} - P_{\text{electrode}}) y_i}{M_i} \\ &\cong \frac{K_c (P_{\text{channel}} - P_{\text{GDL}}) y_i}{M_i}, \end{aligned} \quad (5)$$

with $K_c = \frac{SK_p}{L\mu}$.

Convective flux from the channel to the environment:

$$\Phi_i^{\text{out}} = \frac{K_{\text{out}} (P_{\text{channel}} - P_{\text{atm}}) y_i}{M_i}. \quad (6)$$

3.3 Diffusion

The diffusion, as opposed to the convection, is a microscopic process driven by the difference of molar concentrations of each component in a neighborhood. This specific problem is described by the Stefan-Maxwell's law [37, 38]:

$$\nabla y_i = \sum_{j=1; j \neq i}^N \frac{1}{SCD_{i,j}} (x_i \Phi_j - x_j \Phi_i), \quad (7)$$

where ∇y_i is the gradient of mole fraction of the i th component of the mixture, C is the molar concentration of the mixture, $D_{i,j}$ is the Stefan-Maxwell diffusion coefficient between the species i and j (obtained for porous environments) and x_i is the mole fraction of the i th component. Even though the Stefan-Maxwell coefficients vary with the temperature and the pressure, it will be assumed in this work they are constant.

The diffusion is also conservative, i.e., it doesn't have any resultant flux and the sum of all diffusions is always null (making one of the N equations unnecessary to

describe the whole process).

$$\sum_i \Phi_i^{\text{diff}} = 0. \quad (8)$$

In the present work each gas flux has to be specified. The system of equations of the Stefan-Maxwell law has to be inverted to make these fluxes explicit. Defining the matrix B as:

$$\begin{aligned} B_{i,i} &= \frac{x_i}{D_{i,N}} + \sum_{k=1, k \neq i}^N \frac{x_k}{D_{i,k}} \\ B_{i,j} &= -x_i \left(\frac{1}{D_{i,j}} - \frac{1}{D_{i,N}} \right) \quad \forall i \neq j. \end{aligned} \quad (9)$$

It is then possible to obtain the fluxes by doing:

$$\Phi^{\text{diff}} = -S C [B^{-1}] \nabla Y. \quad (10)$$

Assuming homogeneous species concentrations in each chamber and a very thin GDL, the gradient of concentration can be simplified to:

$$\nabla y_i \cong \frac{\partial y_i}{\partial x} \cong \frac{y_i^{\text{channel}} - y_i^{\text{electrode}}}{L_{\text{GDL}}} \cong \frac{y_i^{\text{channel}} - y_i^{\text{GDL}}}{L_{\text{GDL}}}. \quad (11)$$

From the ideal gas law the mole concentration can be deduced:

$$C_{\text{GDL}} = \frac{P_{\text{GDL}}}{RT_{\text{GDL}}}. \quad (12)$$

Finally the system of equations for the diffusion of the flux for each component of the mixture:

$$\Phi^{\text{diff}} = -\frac{SP_{\text{GDL}}}{RT_{\text{GDL}}} [B^{-1}] [Y^{\text{channel}} - Y^{\text{GDL}}], \quad (13)$$

with: $\Phi^{\text{diff}}, Y^{\text{channel}}, Y^{\text{GDL}} \in \mathbb{R}^i$.

3.4 Mass transport

The diffusion and convection fluxes, along with the external fluxes entering or leaving the cathode, are enough to express the mass transport in the cathode of one cell.

The law that represents the molar mass variation in a determined volume with respect to the multiples molar fluxes in its surface is the molar mass conservation equation:

$$\frac{dn}{dt} = \sum_i \Phi_i. \quad (14)$$

As each flux in this equation has been already modeled in the previous section, it is just necessary to apply the conservation law for each component of the FC. It is possible to change the variables from moles to pressures by applying the ideal gas law in its differential form:

$$\frac{dP}{dt} = \frac{RT}{V} \times \frac{dn}{dt}. \quad (15)$$

Finally, using the notation $K_{\text{channel}} = \frac{RT}{V_{\text{channel}}}$ and $K_{\text{GDL}} = \frac{RT}{V_{\text{GDL}}}$ the system of differential equations representing the pressures in the cathode is:

– for the channel chamber:

$$\frac{dP_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{channel}}}{dt} = K_{\text{channel}}(\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{in}} - \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{diff}} - \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{out}}), \quad (16)$$

$$\frac{dP_{\text{N}_2}^{\text{channel}}}{dt} = K_{\text{canal}}(\Phi_{\text{N}_2}^{\text{in}} - \Phi_{\text{N}_2}^{\text{diff}} - \Phi_{\text{N}_2}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{N}_2}^{\text{out}}), \quad (17)$$

$$\frac{dP_{\text{O}_2}^{\text{channel}}}{dt} = K_{\text{canal}}(\Phi_{\text{O}_2}^{\text{in}} - \Phi_{\text{O}_2}^{\text{diff}} - \Phi_{\text{O}_2}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{O}_2}^{\text{out}}), \quad (18)$$

– for the GDL chamber:

$$\frac{dP_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{GDL}}}{dt} = K_{\text{GDL}}(\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{diff}} + \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{memb}} + \Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{reacted}}), \quad (19)$$

$$\frac{dP_{\text{N}_2}^{\text{GDL}}}{dt} = K_{\text{GDL}}(\Phi_{\text{N}_2}^{\text{diff}} + \Phi_{\text{N}_2}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{N}_2}^{\text{AL}} - \Phi_{\text{N}_2}^{\text{memb}} + \Phi_{\text{N}_2}^{\text{reacted}}), \quad (20)$$

$$\frac{dP_{\text{O}_2}^{\text{GDL}}}{dt} = K_{\text{GDL}}(\Phi_{\text{O}_2}^{\text{diff}} + \Phi_{\text{O}_2}^{\text{conv}} - \Phi_{\text{O}_2}^{\text{memb}} + \Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}}). \quad (21)$$

Some inputs of this model are known: due to the membrane's physical nature there is no significant nitrogen flux $\Phi_{\text{N}_2}^{\text{memb}}$ or oxygen flux across it (i.e., $\Phi_{\text{O}_2}^{\text{memb}} = 0$). The reacted oxygen flux can be deduced from the current measurement because they are related by the stoichiometry of the electrochemical reaction (22). Additionally, the air flux in the gas chamber Φ^{in} is controlled by the air compressor and can be considered as a known value.

$$\Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}} = -\frac{I}{2F}. \quad (22)$$

The same logic, however, cannot be applied to the water flux in the membrane. Even though part of this flux is due to the electrochemical reaction and can be easily calculated (i.e., $\Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}} = -2\Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}}$), the rest is due to other uncertain transport phenomena (electro-osmosis and back-diffusion) [39–41] and their expressions are not straightforward.

$$\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{memb}} = -2\Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}} + \Phi_{\text{unknown}}. \quad (23)$$

Even though the net water flux in the membrane $\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{memb}}$ is unknown, several complex models for the electrolyte have already been presented in the literature [42–44] and therefore these fluxes can be roughly estimated. A precise estimation is a matter for future study as it requires a model for the complete cell instead of only the cathode. It will be assumed from now on that the all fluxes from the membrane and the air flux are known inputs of the system.

The result is highly nonlinear and, as explained in Section 3.1, the only pressure that can be inferred from

the measured voltage is the oxygen pressure in the GDL. As such, the final state equation has the form:

$$\begin{cases} \dot{P} = f(P, u) \\ y = P_{\text{O}_2}^{\text{GDL}} \end{cases}, \quad (24)$$

where $P = [P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{channel}} \ P_{\text{N}_2}^{\text{channel}} \ P_{\text{O}_2}^{\text{channel}} \ P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{GDL}} \ P_{\text{N}_2}^{\text{GDL}} \ P_{\text{O}_2}^{\text{GDL}}]^T$ is the state vector, $u = [\Phi^{\text{in}} \ \Phi_{\text{O}_2}^{\text{reacted}}]^T$ represents the input vector and $P_{\text{O}_2}^{\text{GDL}}$ is the measure signal.

The main physical phenomena of the PEMFC have now been modeled (Eqs. (16)–(21)). This macroscopic representation leads to a nonlinear state model which has to be analyzed in relation to the observer design methodology. Firstly, the next section investigates the model theoretical observability related to its intrinsic structure. Secondly, the numerical conditioning is examined.

4 PEMFC observability

4.1 Theoretical observability analysis

The concept of observability for a system can be described as the possibility to determine its current state in finite time using a determinate set of measures.

The current system is nonlinear. Creating a linear approximation of the real system (a linearized system) gives us a means to have an observable system. The observability of a linearized system at several different operation points sufficiently close to each other indicates (without guarantee) that the nonlinear original system is also observable over that region [45].

In our case a first order Taylor approximation around the operating point is given by:

$$\begin{cases} \dot{P}_l = AP_l + Bu, \\ y_l = CP_l = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1] P_l. \end{cases} \quad (25)$$

Although the model obtained is a valid mathematical representation of the system, for this to be locally observable it still needs to fulfill the following condition [46]: “the observability matrix of an N states system, formed by concatenating the matrix of the linearized system in the form $\mathcal{O} = [C|CA|CA^2|\dots|CA^{N-1}]^T$ must have full rank”.

Transforming the given state description to observer canonical form shows that the system is theoretically observable, but also that the observability problem is numerically ill-conditioned. Numerically the observability test around the operation point (presented in detail in the Appendix) results in the fact that the system is not observable:

see equation in the next page.

It leads to $\text{rank}[\mathcal{O}] = 2$, which is inferior to the system order (6).

4.2 Model reduction

It is known from [47–49] that the ratio between the singular values of the observability matrix are a measure of the

$$\mathcal{O} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 3.310^3 & 3.310^3 & 3.610^3 & -3.310^3 & -3.310^3 & -3.610^3 \\ -2.810^8 & -2.810^8 & -2.810^8 & 2.810^8 & 2.810^8 & 2.810^8 \\ 2.410^{13} & 2.410^{13} & 2.410^{13} & -2.410^{13} & -2.410^{13} & -2.410^{13} \\ -2.110^{18} & -2.110^{18} & -2.110^{18} & 2.110^{18} & 2.110^{18} & 2.110^{18} \\ 1.810^{23} & 1.810^{23} & 1.810^{23} & -1.810^{23} & -1.810^{23} & -1.810^{23} \end{bmatrix}$$

numerical conditioning (numerical stability) of the observation itself. Ill-conditioned systems present high disparities in its observability singular values ratio while well-conditioned systems don't.

A complementary analysis of the observability matrix singular values Λ shows that the problem isn't structural (as none of the singular values logs are close to negative infinity but numerical instead). This sort of behavior is often presented by systems that have dynamics in a very large frequency range. In our case, around the studied operation point, the logarithm of the six singular values is:

$$\log(\Lambda) = [54.4 \ 23.8 \ 17.2 \ 13.8 \ 5.1 \ 0.5],$$

exhibiting a typical ill-conditioned problem with a wide range values.

A reformulation of the linearized model on the basis of its modes [50] shows that the system is fully observable.

A problem with this model is that it remains difficult to implement numerically. One possible solution is to neglect the fastest dynamic [51] by making it instantaneous. In our case, this dynamic is represented by the first value (54.4).

In what follows the convective dynamic will be the one neglected. As shown in equation (5) the convection is in fact, controlled by the difference of pressure between the gas chamber and the GDL. To make the total pressures in the gas chamber and GDL explicit, it is necessary to change the system basis.

To simplify the notation, two additional variables (ΔP and M_{channel}) are defined as:

$$\Delta P = P^{\text{channel}} - P^{\text{GDL}} \quad (26)$$

$$M_{\text{channel}} = M_{\text{N}_2}(P^{\text{channel}} - P_{\text{O}_2}^{\text{channel}} - P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{channel}}) + M_{\text{H}_2\text{O}}P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{channel}} + M_{\text{O}_2}P_{\text{O}_2}^{\text{channel}}. \quad (27)$$

The dynamic of the global pressures in the two chambers (channel and GDL) can be computed using equation (8). From the equations (16) to (18) of the partial pressures inside the gas chamber and the relation (5):

$$\begin{aligned} \frac{dP^{\text{channel}}}{dt} &= K_{\text{channel}}(\Phi^{\text{in}} - \Phi^{\text{conv}} - \Phi^{\text{out}}) \\ &= K_{\text{channel}} \left\{ \Phi^{\text{in}} - \frac{P^{\text{channel}}}{M_{\text{channel}}} [K_c \Delta P + K_{\text{out}}(P^{\text{channel}} - P^{\text{atm}})] \right\}. \end{aligned} \quad (28)$$

Similarly for the GDL, from (6) and (19) to (21):

$$\begin{aligned} \frac{dP^{\text{GDL}}}{dt} &= K_{\text{GDL}}(\Phi^{\text{conv}} - \Phi^{\text{memb}} + \Phi^{\text{reacted}}) = \\ K_{\text{GDL}} &\left\{ \frac{P^{\text{channel}}}{M_{\text{channel}}} [K_c \Delta P + K_{\text{out}}(P^{\text{channel}} - P^{\text{atm}})] - \Phi^{\text{memb}} + \Phi^{\text{reacted}} \right\}. \end{aligned} \quad (29)$$

Using the two previous equations, it is possible to define the dynamic for difference of pressure between the gas chamber and the GDL:

$$\begin{aligned} \frac{d\Delta P}{dt} &= K_{\text{channel}}\Phi^{\text{in}} + K_{\text{GDL}}(\Phi^{\text{memb}} - \Phi^{\text{reacted}}) \\ &\quad - \frac{P^{\text{channel}}}{M_{\text{channel}}} \times [(K_{\text{channel}} + K_{\text{GDL}})K_c \Delta P + K_{\text{channel}}K_{\text{out}}(P^{\text{channel}} - P^{\text{atm}})]. \end{aligned} \quad (30)$$

In order to confirm that this dynamic is sufficiently rapid to be neglected, it is possible to analyze it using the parameters presented in the Appendix and considering the system in the absence of external fluxes.

It is also important to notice that M_{channel} is a combination of the partial pressures of the gas chamber. The fraction $\frac{P^{\text{channel}}}{M_{\text{channel}}}$ presented in the equation (30) is always bounded by $\frac{1}{M_{\text{O}_2}} \leq \frac{P^{\text{channel}}}{M_{\text{channel}}} \leq \frac{1}{M_{\text{H}_2\text{O}}}$:

$$\frac{d\Delta P}{dt} < -6.33 \times 10^4 \Delta P - 69.9 (P^{\text{channel}} - P^{\text{atm}}). \quad (31)$$

Taking into account that the term due to the pressure difference between P^{channel} and P^{atm} is several times smaller than the one related to ΔP , it can be neglected in this analysis. The eigenvalue of this dynamic is -6.33×10^4 , which implies a time response in the order of $5 \mu\text{s}$. This dynamic is several orders of magnitude faster than the system response (as can be seen in the simulations presented in Sect. 5.2).

Using the hypothesis that the convection dynamic is instantaneous it is possible to obtain the static equation of ΔP by setting $\frac{d\Delta P}{dt} = 0$:

$$\begin{aligned} \Delta P &= \frac{1}{K_c P^{\text{channel}} (K_{\text{channel}} + K_{\text{GDL}})} \\ &\quad \times [K_{\text{channel}} \Phi^{\text{in}} M_{\text{channel}} + K_{\text{GDL}}(\Phi^{\text{memb}} - \Phi^{\text{reacted}}) M_{\text{channel}} - K_{\text{out}} K_{\text{channel}} (P^{\text{channel}} - P^{\text{atm}}) P^{\text{channel}}]. \end{aligned} \quad (32)$$

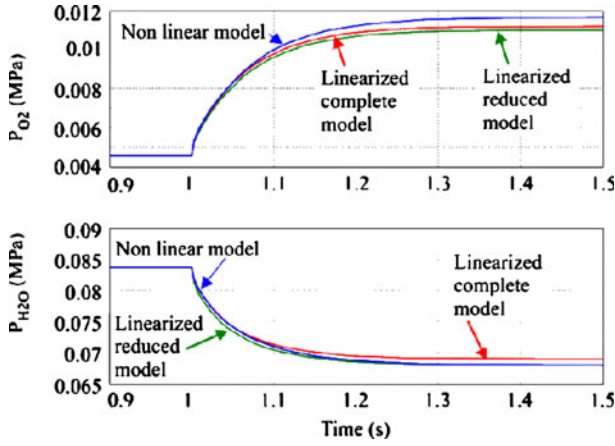


Fig. 3. Step responses of each PEMFC models with respect to current variations (steady current input is set from 100% to 50% of its nominal value).

The final reduced model for the mass distribution on the cathode is a nonlinear system and has the form:

$$\begin{cases} \dot{P}_r = f_r(P_r, u) \\ y = P_{O_2}^{GDL} \end{cases}, \quad (33)$$

where $P_r = [P^{\text{channel}} P_{H_2O}^{\text{channel}} P_{O_2}^{\text{channel}} P_{H_2O}^{GDL} P_{O_2}^{GDL}]^T$ is the state vector and u is the input vector.

The observability analysis of the linearized reduced system now indicates that it is observable:

$$O = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ -4.310^5 & -3.7 & 310^2 & 4.5 & -310^2 \\ -2.210^2 & 3.610^3 & -1.210^5 & -4.110^3 & 1.110^5 \\ 7.510^4 & -2.510^6 & 4.710^7 & 2.610^6 & -4.510^7 \\ 4.410^6 & 1.510^9 & -1.810^{10} & -1.510^9 & 1.710^{10} \end{bmatrix}$$

with: $\text{rank}[O] = 5$.

Before using the linearized reduced-order model to design a state observer, it is necessary to validate the proposed approach by comparing the full-order nonlinear model and the suggested one. For this purpose, a simulation evaluates the three studied model of the PEMFC on a negative current step response, namely from 360 [A] to 180 [A]. In spite of the significant change around the operating point, Figure 3 shows that the linearized model of the full-order one and the nonlinear one have almost similar time responses while the linearized model of the reduced-order one reveals a slightly static error and behaves dynamically and statically akin to the original model. This positive response leads to describe more precisely the model properties, especially its sensibility towards its main parameters.

4.3 Model analysis

The system of equations that describe the system behavior is nonlinear. It is necessary to estimate the impact of these nonlinearities to determine if they are important

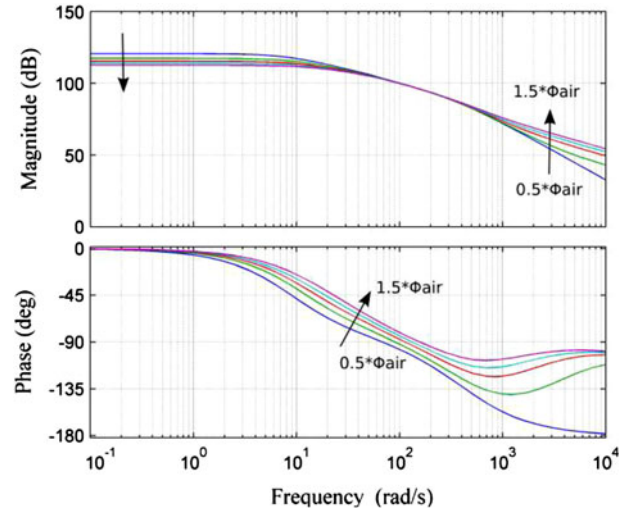


Fig. 4. Frequency responses of the GDL oxygen partial pressure with respect to air flux variations (steady air flux input is set from 50% to 150% of its nominal value).

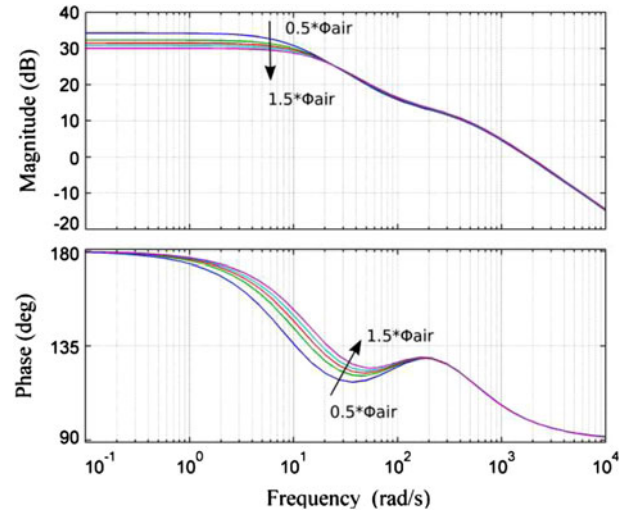


Fig. 5. Frequency responses of the GDL oxygen partial pressure with respect to load current variations (steady state air flux input is set from 50% to 150% of its nominal value).

enough to be taken into account explicitly in the observer structure. This can be done by studying the frequency response of the linearized model around several different operational points. The deviation of the results is an indicator of how nonlinear is the system.

Figures 4 and 5 present the oxygen GDL frequency responses to the air input flux and the load current respectively. In both figures, each curve is a frequency response obtained from the same system but with different operational points. The operational point variation was created by changing the air flux steady state value. It is quite noticeable that:

- the static gain decreases as the air flux increases;
- the system dynamics become faster as the air flux increases;

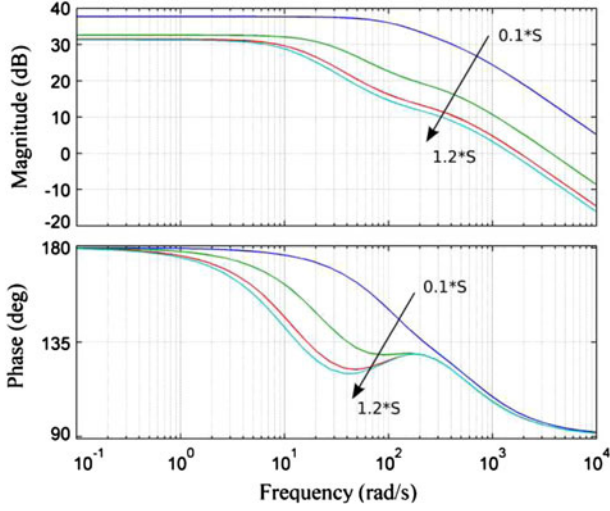


Fig. 6. Frequency responses of the GDL oxygen partial pressure with respect to load current variations (exchange surfaces of 10%, 50%, 100% and 120% of its nominal value).

- at high frequencies, even if the response with respect to the load current seems independent of the operating point, it is highly dependent on the air flux.

The “apparent surface exchange” S , compared to its nominal value, could be considered as an indicator of GDL flooding (although this hypothesis still needs to be validated). The variations on the Bode diagrams of the system can be used to estimate the impact of the surface area on the dynamic model of the FC cathode.

Figure 6 illustrates frequency responses of the GDL oxygen partial pressure when the system is subject to load current variations. Each curve represents a specific exchange surface; namely $0.5S_{\text{rated}}$, S_{rated} and $1.5S_{\text{rated}}$. Changes to the exchange surface area induce:

- gain variations, especially at high frequencies;
- model dynamic variations.

To summarize, the system behavior depends strongly on its operational point and is also very sensitive to some parameters that are hard to obtain accurately. It is clear that the linear approximation doesn’t fit very well in this case. To observe this system, it is necessary to find a method that considers both of these issues.

5 PEMFC cathode observer

5.1 The observation method

The purpose of an observer is to reconstruct the entire state vector based on measures of the system. The observation theory for linear systems is already well established and is based on guaranteeing the convergence of the estimation error dynamic. Given the estimation \hat{X} of an unknown state vector X , a set of measures y and a time invariant observable linear model (Fig. 7):

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = AX(t) + Bu(t), \\ y(t) = CX(t) + Du(t). \end{cases} \quad (34)$$

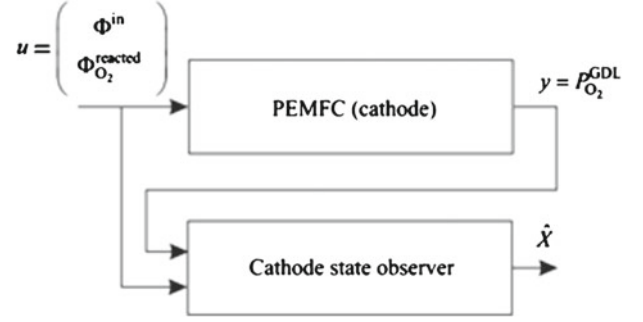


Fig. 7. Schematic representation of the cathode PEMFC state observer.

The objective is to define an observer gain L in a way that the state estimation given by $\dot{\hat{X}} = A\hat{X} + Bu + L(y - C\hat{X})$ stabilizes the error dynamic $\dot{e} = (A - LC)e$ by ensuring that $A - LC$ is always negative-definite.

There are several different techniques to choose the gain L . The dynamic representation of the system is non-linear, presents parametrical uncertainties and has noisy measurements.

A solution for the estimation problem in the presence of noise was developed by Rudolf E. Kalman under the name Kalman Filter [52–56] and it was also later adapted for the observation problem. The Kalman observer is a statistical approach that obtains the time variant expression for the gain that minimizes the covariance of the estimation error in the presence of white noise in both state and measurement equations. It is necessary to refine the previous formulation to take them into account as well.

Given the covariance $Q(t)$ of the state noise V , the covariance $R(t)$ of the measure noise $W(t)$ and the time variant observable linear system:

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)u(t) + V(t) \\ y(t) = C(t)X(t) + D(t)u(t) + W(t) \end{cases} \quad (35)$$

the expression for the gain $L(t)$ is then the solution of the Riccati equation:

$$\begin{cases} \dot{L}(t) = \Sigma(t)C^T R^{-1}(t) \\ \dot{\Sigma}(t) = A(t)\Sigma(t) + \Sigma(t)A^T(t) \\ \quad - \Sigma(t)C^T(t)R^{-1}(t)C(t)\Sigma(t) + Q. \end{cases} \quad (36)$$

State observation of nonlinear systems, can be very challenging as there is no general solution to this problem and each case must be studied separately. The Extended Kalman Observer technique (EKO) nonetheless has proved very reliable and is currently widely used in several different applications [56–58].

This observer extends the concept of the Kalman linear observer to nonlinear systems using the first order linearization of the state equation around one or several operational points. Relying on the linearization guarantees only local convergence and the original system must therefore be close to linear in the zone of interest. Referring to equation (33), one can express:

$$A \cong \left. \frac{\partial f_r}{\partial X} \right|_{(X, u)_{\text{operation}}}$$

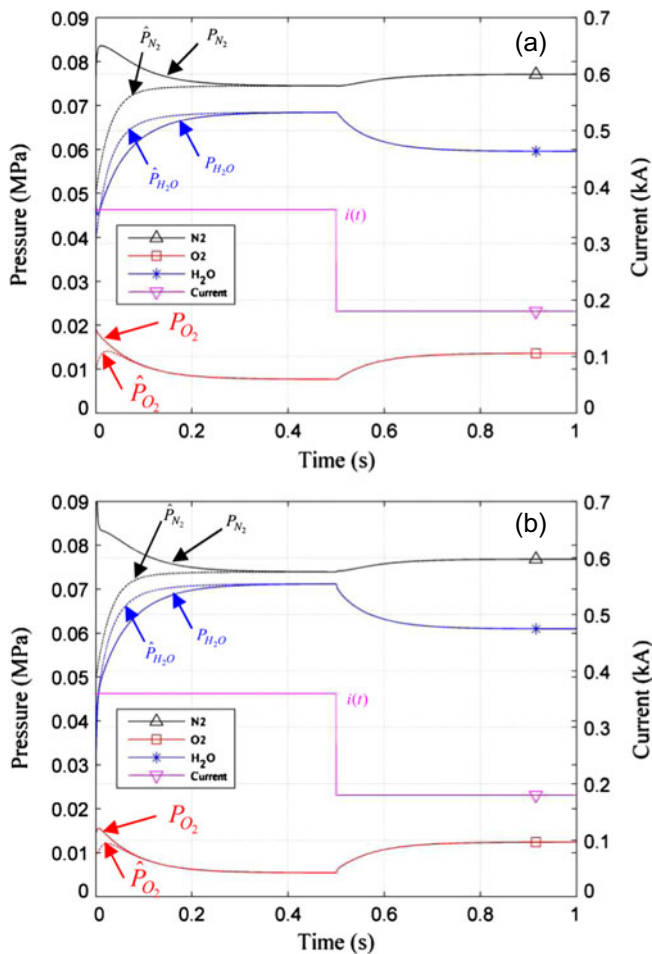


Fig. 8. Simulation of the observer response in the case of a current step (all parameters and inputs perfectly known). (a) Channel variables, (b) GDL variables.

5.2 Observer validations

In order to validate the possibility of cathode observation, a simulated fuel cell cathode and an EKO based on the measure of the oxygen partial pressure in the GDL were designed. The numerical values necessary (presented in Appendix) were estimated based on measurements from real fuel cell stacks. Figure 8 shows a set of simulation results in response to a stack current step (the amplitude of the given step is 50% of the stack nominal current):

- the continuous line represents the states of the simulated stack,
- whereas the dashed line represents the observer estimated states.

As it can be seen, the observer has a satisfactory performance converging in approximately 0.5 s even with a large uncertainty in its initial condition.

It is also important to verify the observer robustness with respect to parametric and inputs uncertainties. In order to test this, a second simulation was done using an observation model that does not match the process model (due to modeling errors).

The uncertainties taken into consideration are errors in the diffusion coefficients, exchange surface area (both of them are related to the FC flooding) and the water flux (due to the unknown flux in the Eq. (23)).

Figure 9 shows the temporal evolution of different state variables (GDL partial pressures). The uncertainties adopted were: 50% for each parameter and 25% of the calculated water flux for the unknown water input.

It is possible to conclude from the simulations that:

- as expected, an error over the exchange surface area has a direct impact on the estimated state;
- the system is more sensitive to uncertainties in the diffusion coefficients and the water flux than to uncertainties in the exchange surface area (in particular for its transitory response).

6 Conclusion and perspectives

This work is focused on PEMFC monitoring. Finding a low cost and easily implementable solution to obtain a trustworthy state estimation from a fuel cell is a very important step towards developing more sophisticated control laws and improving several aspects of the cell. For this reason it is attractive to use only the existing sensors to control the PEMFC system. In contrast to EIS method, the investigated approach is based on a large signal model and hence can potentially estimate the PEMFC state under less restrictive conditions.

In conclusion, the essential elements of this research study are:

- a temporal model to estimate the internal state of the FC has been proposed. It is not a grey-box but a knowledge-based model. It derives from the physical structure of the PEMFC and includes explicitly the mass-transport diffusion relations inside the GDL. This gives a good real-time representation of the internal partial pressures at the AL;
- as regards the observability property, the analysis of the developed model showed a problem of numerical conditioning, whose origin is the convective dynamic between the channel and the GDL;
- assuming that the transient behavior due to the dynamic of the convective phenomena between the channel and GDL is instantaneous (compared to other relevant phenomena) a model reduction procedure has been developed and validated. This led to the creation of a new model, better adapted for the observation purpose;
- by restricting the study to the cathode, the developed model was successfully used in the design of an internal state estimator of the PEMFC. The robustness of the observation with respect to parametric uncertainties in the observation model was validated.

As this paper is only a first attempt to develop a new approach for the humidity and flooding problems, several assumptions were made (e.g., knowledge of the membrane fluxes or simplifications in the Butler-Volmer law).

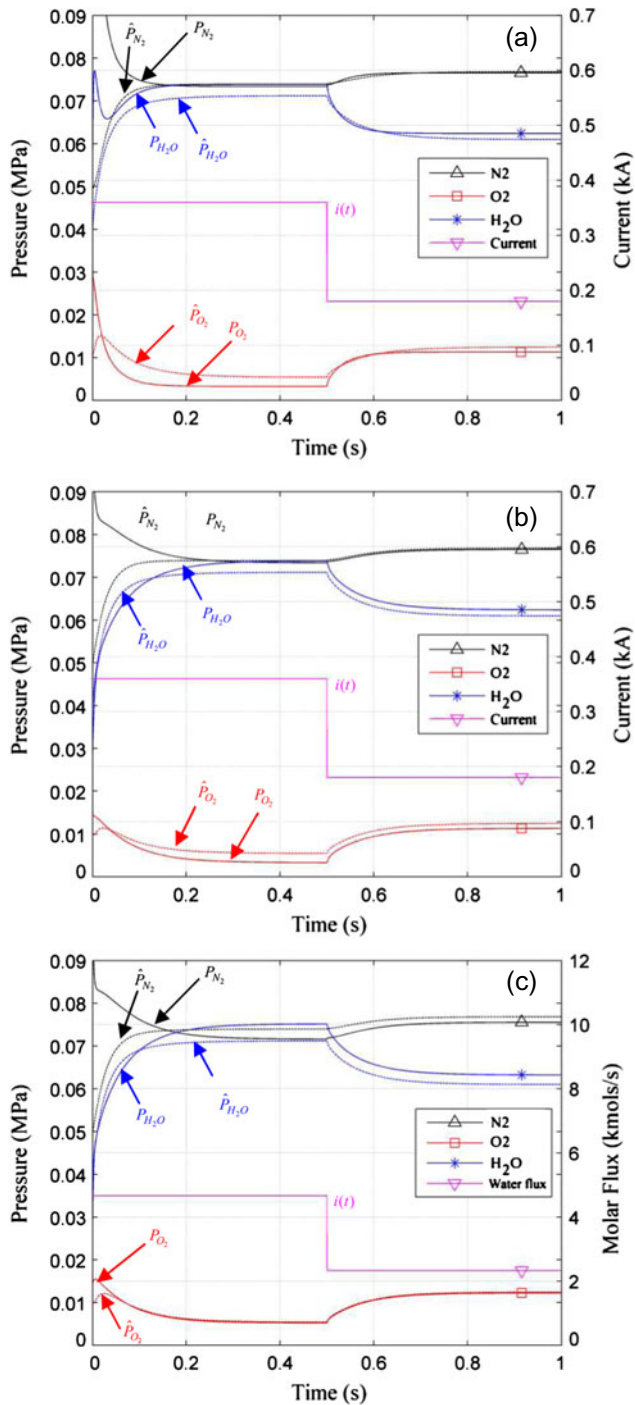


Fig. 9. Simulations of the observer response in the case of a current step with uncertain parameters or inputs. (a) Exchange surface area uncertainty, (b) diffusion coefficient uncertainty and (c) membrane water flux different from expected.

Nonetheless, the results presented showed that the observer is robust enough to overcome these approximations and several different methods can be used to estimate the membrane fluxes.

Future work will validate the assumptions made in this study and improve the theoretical analysis. Specifically this could be achieved by adopting a more formal study

of robustness, and taking into account the whole FC (especially anode, membrane and water condensation).

In order to achieve the ultimate objective (anticipation of MEA flooding), two indicators can be used: the variation of the diffusion coefficients and the variation of the effective exchange surface area. Although the observer-oriented modeling seems more sensitive to diffusion coefficients, it actually depends on the composition of the gas mixture (in a manner not yet well-understood). For this reason subsequent work will start by a detailed investigation and comparison of these two factors.

References

1. J. Brouwer, *Curr. Appl. Phys.* **10**, S9 (2010)
2. A. Kirubakaran, S. Jain, R.K. Nema, *Renew. Sust. Energy. Rev.* **13**, 2430 (2009)
3. P. Fontela et al., *J. Power Sources* **169**, 184 (2007)
4. K. Sekizawa, N. Kitamura, K. Manabe, Y. Nonobe, M. Kizaki, K. Kojima, *ECS Transactions* **33**, 1947 (2010)
5. PSA Peugeot Citroën shows rechargeable fuel cell hybrid vehicle, *Fuel Cells Bull.* **2010**, 2 (2010)
6. DLR, Airbus demo fuel cell backup in flight, *Fuel Cells Bull.* **2008**, 3 (2008)
7. Y. Wang, K.S. Chen, J. Mishler, S. Chan Cho, X. Cordobes Adroher, *Appl. Energy* **88**, 981 (2011)
8. L. Shaw, J. Pratt, L. Klebanoff, T. Johnson, M. Arienti, M. Moreno, *Int. J. Hydrogen Energy* **38**, 2810 (2013)
9. M. Batteux, M. Donain, P. Fiani, S. Garnit, E. Noirtat, F. Roy, Energy management of a hybrid electric vehicle, in *The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition, EVS-25 Shenzhen, China, 2010*
10. L. Antoni, J.-Ph. Poirot-Crouvezier, F. Roy, X. Glipa, *GENEPAC, Pile à combustible PEMFC issue du partenariat PSA Peugeot Citroën et le CEA*, Techniques de l'ingénieur, IN52 (2013)
11. M.-C. Pera, D. Candusso, D. Hissel, J.-M. Kauffmann, *IEEE Ind. Electron. Mag.* **1**, 28 (2007)
12. C. Lamy, D.J. Jones, Ch. Coutanceau, P. Brault, S. Martemianov, Y. Bultel, *Electrochim. Acta* **56**, 10406 (2011)
13. C. Fink, N. Fouquet, *Electrochim. Acta* **56**, 10820 (2011)
14. S.D. Knights, K.M. Colbow, J. St-Pierre, D.P. Wilkinson, *J. Power Sources* **127**, 127 (2004)
15. B. Wahdame, D. Candusso, X. François, F. Harel, M.-C. Pera, D. Hissel, J.-M. Kauffmann, *Int. J. Hydrogen Energy* **32**, 4523 (2007)
16. M. Gerard, J.-Ph. Poirot-Crouvezier, D. Hissel, M.-C. Pera, *Int. J. Hydrogen Energy* **35**, 12295 (2010)
17. N. Yousfi Steiner, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, A. Aslanides, *J. Power Sources* **183**, 260 (2008)
18. M. Le Ny, Ph.D. thesis, Grenoble University, 2012 [in French]
19. B. Legros, P.-X. Thivel, Y. Bultel, R. Nogueira, *Electrochem. Commun.* **13**, 1514 (2011)
20. C.-Y. Lee, Y.-M. Lee, *Int. J. Hydrogen Energy* **37**, 4448 (2012)
21. N. Yousfi Steiner, D. Hissel, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, *Int. J. Hydrogen Energy* **36**, 3067 (2011)

22. N. Yousfi Steiner, D. Hissel, Ph. Moçotéguy, D. Candusso, *Int. J. Hydrogen Energy* **36**, 740 (2011)
23. S. Giurgea, R. Tirnovan, D. Hissel, R. Outbib, *Int. J. Hydrogen Energy* **38**, 4689 (2013)
24. N. Fouquet, C. Doulet, C. Nouillant, G. Dauphin-Tanguy, B. Ould-Bouamama, *J. Power Sources* **159**, 905 (2006)
25. A. Narjiss, D. Depernet, D. Candusso, F. Gustin, D. Hissel, *On-line Diagnosis of a PEM Fuel Cell Through the PWM Converter* (FDPC'2008, France Nancy, 2008)
26. O. Bethoux, M. Hilaret, T. Azib, *A New On-Line State-of-Health Monitoring Technique Dedicated to PEM Fuel Cell* (IECON '09, Porto), pp. 2745–2750
27. M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, *Int. J. Hydrogen Energy* **34**, 2718 (2009)
28. M.A. Rubio, A. Urquia, S. Dormido, *J. Power Sources* **171**, 670 (2007)
29. M.A. Rubio, A. Urquia, R. Kuhn, S. Dormido, *J. Power Sources* **183**, 118 (2008)
30. T. Escobet, D. Feroldi, S. de Lira, V. Puig, J. Quevedo, J. Riera, M. Serra, *J. Power Sources* **192**, 216 (2009)
31. J. Pukrushpan, H. Peng, A. Stefanopoulou, *J. Dyn. Syst. Meas. Control* **126**, 14 (2004)
32. L. Zhang, M. Pan, S. Quan, *J. Power Sources* **180**, 322 (2008)
33. F. Barbir, *PEM Fuel Cells: Theory and Practice*, 2nd edn. (Academic Press, Waltham, MA, USA, 2012)
34. G. Hoogers, *Fuel Cell Technology Handbook* (CRC Press, Boca Raton, Florida, 2002)
35. J. Larminie, A. Dicks, *Fuel Cell Systems Explained*, 2nd edn. (Wiley, Chichester, West Sussex, England, 2003)
36. R. Byron Bird, W.E. Stewart, E.N. Lightfoot, *Transport Phenomena* (John Wiley & sons, Chichester, West Sussex, England, 2006), p. 920
37. R. Krishna, J.A. Wesselingh, *Chem. Eng. Sci.* **52**, 861 (1997)
38. M.J. Martínez, S. Shimpalee, J.W. Van Zee, *Comput. Chem. Eng.* **32**, 2958 (2008)
39. T.E. Springer, T.A. Zawodzinski, S. Gottesfeld, *J. Electrochem. Soc.* **138**, 2334 (1991)
40. T. Okada, G. Xie, O. Gorseth, S. Kjelstrup, N. Nakamura, T. Arimura, *Electrochim. Acta* **43**, 3741 (1998)
41. F. Chen, Y.-G. Su, C.-Y. Soong, W.-M. Yan, H.-S. Chu, *J. Electroanal. Chem.* **566**, 85 (2004)
42. Y. Cai, J. Hu, H. Ma, B. Yi, H. Zhang, *Electrochim. Acta* **51**, 6361 (2006)
43. J. Ramousse, J. Deseure, O. Lottin, S. Didierjean, D. Maillet, *J. Power Sources* **145**, 416 (2005)
44. J. Toshiaki Murahashi, M. Naiki, E. Nishiyama, *J. Power Sources* **162**, 1130 (2006)
45. H. Nijmeijer, A. van der Schaft, *Nonlinear Dynamical Control Systems* (Springer, Berlin Heidelberg, Germany, 1990), pp. 93–99
46. E. Ostertag, *Mono and Multivariable Control and Estimation* (Springer, Berlin Heidelberg, Germany, 2011)
47. R.A. Horn, Ch.R. Johnson, *Matrix Analysis* (Cambridge University Press, New York, NY, 1999)
48. R. Long, Y. Qin, J. Jia, Observable degree analysis of SINS initial alignment based on singular value decomposition, in *IEEE International Symposium on Knowledge Acquisition and Modeling Workshop* (Huazhong Normal University, Wuhan, China, 2008)
49. J. Cao, J. Tang, Y. Wang, G. Wei, Observability analysis of four-position alignment for laser gyroscope strap-down inertial navigation system, in *International Conference on Electronics and Optoelectronics (ICEOE2011)*, Dalian, Liaoning, China, 2011
50. R. Bru, C. Coll, N. Thome, *Appl. Math. Comput.* **148**, 341 (2004)
51. S. Skogestad, I. Postlethwaite, *Multivariable Feedback Control: Analysis and Design*, 2nd edn. (Wiley, New York, 2001)
52. P.YC. Hwan, R.G. Brown, *Introduction to Random Signals and Applied Kalman Filtering* (John Wiley & Sons, 1992)
53. F.L. Lewis, L. Xie, D. Popa, *Optimal and Robust Estimation*, 2nd edn. (Taylor & Francis, 2008)
54. G.L. Plett, *J. Power Sources* **134**, 252 (2004)
55. G.L. Plett, *J. Power Sources* **134**, 262 (2004)
56. G.L. Plett, *J. Power Sources* **134**, 277 (2004)
57. A.M. Nagy Kiss, B. Marx, G. Mourot, G. Schutz, J. Ragot, *Control Eng. Pract.* **19**, 1354 (2011)
58. M. Hsieh, J. Wang, *Control Eng. Pract.* **19**, 346 (2011)

Appendix

Numerical values

Physical parameters			
Symbol	Value	Unit	Description
R	8.31447	$\text{Pa m}^3 \text{K}^{-1} \text{mol}^{-1}$	Ideal gas constant
T	353.15	K	Fuel cell temperature
μ	2.09499×10^5	Pa s	Air viscosity
M_{N_2}	28×10^{-3}	kg mol^{-1}	Nitrogen molar mass
M_{O_2}	32×10^{-3}	kg mol^{-1}	Oxygen molar mass
$M_{\text{H}_2\text{O}}$	18×10^{-3}	kg mol^{-1}	Water molar mass
P_{atm}	10^5	Pa	Atmosphere pressure
S	28×10^{-3}	m^2	Cathode exchange surface
L_{canal}	10^{-3}	m	Cathode gas chamber length
L_{GDL}	0.3×10^{-3}	m	Cathode GDL length
$D_{\text{N}_2, \text{O}_2}$	2.38×10^{-3}	$\text{m}^2 \text{s}^{-1}$	Stefan-Maxwell efficient binary coefficient between N_2 and O_2
$D_{\text{N}_2, \text{H}_2\text{Ov}}$	3.31×10^{-3}	$\text{m}^2 \text{s}^{-1}$	Stefan-Maxwell efficient binary coefficient between N_2 and vapor
$D_{\text{O}_2, \text{H}_2\text{Ov}}$	3.16×10^{-3}	$\text{m}^2 \text{s}^{-1}$	Stefan-Maxwell efficient binary coefficient between O_2 and vapor
K_o	12×10^{-9}	$\text{kg Pa}^{-1} \text{s}^{-1}$	Convective diffusion between the gas chamber and the atmosphere
K_p	10^{-12}	kg m^{-1}	Partial convective diffusion between the gas chamber and the GDL

Inputs to the steady state for the case study		
Symbol	Value (mol s^{-1})	Description
$\Phi_{\text{N}_2}^{\text{memb}}$	0	Nitrogen flux through the electrolyte
$\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{memb}}$	-0.0037	Vapor flux through the electrolyte
$\Phi_{\text{O}_2}^{\text{memb}}$	0.0019	Oxygen flux through the electrolyte
$\Phi_{\text{N}_2}^{\text{air}}$	0.0127	Nitrogen air flux entering the cathode
$\Phi_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{air}}$	0.0079	Vapor flux entering the cathode
$\Phi_{\text{O}_2}^{\text{air}}$	0.0032	Oxygen flux entering the cathode

	Initial conditions (Pa)		Steady state (Pa)
	Observer	Plant	
$P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{canal}}$	4×10^4	4.667×10^4	6.8442×10^4
$P_{\text{N}_2}^{\text{canal}}$	5×10^4	7.467×10^4	7.4465×10^4
$P_{\text{O}_2}^{\text{canal}}$	10^4	1.866×10^4	7.6655×10^4
$P_{\text{H}_2\text{O}}^{\text{GDL}}$	4×10^4	0.320×10^4	7.1200×10^4
$P_{\text{N}_2}^{\text{GDL}}$	5×10^4	1.120×10^4	7.3939×10^4
$P_{\text{O}_2}^{\text{GDL}}$	10^4	0.160×10^4	5.4427×10^3

EPJ AP

Applied Physics

EPJ.org
your physics journal

Eur. Phys. J. Appl. Phys. (2012) 58: 20901

DOI: 10.1051/epjap/2012120056

Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application

A. De Bernardinis, E. Frappé, O. Béthoux, C. Marchand, and G. Coquery



The title "The European Physical Journal" is a joint property of EDP Sciences, Società Italiana di Fisica (SIF) and Springer

Multi-port power converter for segmented PEM fuel cell in transport application

Simulation with fault-tolerant strategy

A. De Bernardinis^{1,a}, E. Frappé¹, O. Béthoux², C. Marchand², and G. Coquery¹

¹ IFSTTAR LTN / SPEE Labs, 25 allée des Maronniers – Satory, 78000 Versailles, France

² LGEP CNRS UMR 8507 / SPEE Labs, 11 rue Joliot Curie, Plateau du Moulon, 91192 Gif-sur-Yvette, France

Received: 14 February 2012 / Accepted: 3 April 2012

Published online: 9 May 2012 – © EDP Sciences 2012

Abstract. To fulfill the transport applications, either for traction or on-board auxiliaries systems, a power generator based on fuel cell needs significant power. For this purpose, long fuel cell stacks, either mono- or multi-stack systems, are already implemented as technological solutions. Long stacks though may be affected by spatial discrepancies (fluidics, temperature) causing possible failures. The latter often occur on localized stack sections. A corrective action has to be taken to quickly restore the fuel cell's state of health. As an alternative to fluidic action, segmented electric action is explored in this paper. First, an “All or Nothing” solution achieved with electrical by-pass circuits is analyzed: it proved simple to implement but restrictive to exploit. Consequently, a “gradual” action is proposed by using the power electronics converter associated to the fuel cell. Hence, the present work investigates the approach consisting in individually driving the electric power delivered by each segment of a long polymer electrolyte membrane fuel cell stack. Each segment is controlled independently according to its state of health. To achieve this objective, the article provides an extended multi-criteria analysis of several power converter topologies. The converter topology has to be in agreement with transportation specifications: simple, compact, having a high efficiency and should be adapted to manage fuel cell degraded modes. Among several studied topologies, resonant isolated boost stands out as a candidate topology. The related multi-port architecture and algorithm structure are analyzed by numerical simulations, taking into account degraded modes and technology considerations.

1 Introduction

The 21st century environmental context induces more and more severe constraints in many fields, especially in transport and building which are the major energy consumers. Indeed, 2006 aggregate primary energy demand in final-use sectors is 2181 Mtoe (Millions of tons oil equivalent), i.e., 27% for industry, 2227 Mtoe, i.e., 27% for transport, and 2937 Mtoe, i.e., 36% for residential, services and agriculture [1]. Tackling climate change and societal demand requires big shifts in government policies and measures. The European Commission establishes increasingly stringent standards on rational utilization and conservation of energy. For instance, the European Union adopted the Energy Performance of Buildings Directive (EPBD) in 2002 and revised in 2010 for reinforcing efficiency standards [2]. In the same way, European emission standards, Euro 1 to Euro 6, define the acceptable limits for exhaust emissions of new vehicles [3]. These limits are shown in Figure 1.

^a e-mail: alexandre.de-bernardinis@ifsttar.fr

Electric vehicles (EV) have long-term potential as future mainstream vehicles because of their high-efficiency (regenerative braking) and low-emission characteristics. Electrochemical batteries (Li-ion based), or hydrogen (associated with fuel cells) can both supply the on-board primary energy of such vehicles. Fuel cell vehicles (FCV) are the most likely candidate for heavy-duty or long-distance applications, thanks to the high-energy density of hydrogen ensuring an attractive autonomy. Among the available fuel cell (FC) technologies, the proton exchange membrane (PEM-FC) has several attractive features for automotive applications, such as low operating temperatures, relatively low cost and quick startup, simplicity, viability and high efficiency [4–6].

Nevertheless, vehicles undergo many important constraints. They endure huge and frequent power variations (acceleration, braking, variable slope, etc.), high thermal and humidity changes, permanent vibrations, etc. These perturbations can affect the fuel cell performance in terms of efficiency, continuity of service and lifetime [7–9].

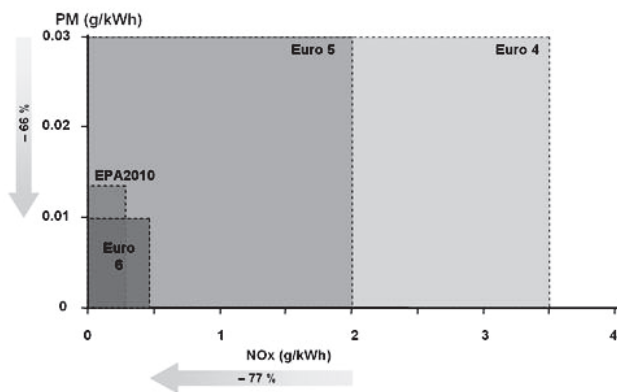


Fig. 1. (Color online) Euro 6 standards.

For example, the polymer electrolyte membrane (now operating below $100\text{ }^{\circ}\text{C}$) has to be fully water saturated in order to enhance its ionic conductivity. Flooding, due to an excess of water in the cells, inhibits gas transport to the reaction sites and reduces the active surface area of the catalysts, leading to a decrease of the cell efficiency [10–13]. On the contrary, a drying situation results in an increase of the membrane resistivity also reducing cell efficiency [14].

In a vehicle the FC power generator has to be reliable and with high availability. In order to achieve this objective, it is essential to identify accurately and quickly the FC state of health (SoH) and then to control FC behavior thanks to appropriate actuators.

In reference [15], authors propose fast fault detection identification (FDI) method based on space distribution discrepancies throughout the FC stack. This monitoring technique proved to be simple, reliable and non-intrusive. Hence, it can be applied in mass market applications.

To maintain the FC closed to its optimal working point, many solutions have been proposed and tested [16–22]. The fluidic action based on fuel cell conditioning auxiliaries (air compressor, humidifier, temperature regulation) is already a solution. However, for long stacks, faults can appear on localized areas, mainly affecting some cells or groups of cells [15]. Then, the fluidic circuitry may become complex to be used in case of fault appearance.

In this present paper, electrical power conditioning is explored as a new corrective action. For this purpose, power converters can be considered either as a global electrical interface for the FC generator or can act on localized areas of the stack. Indeed, as fuel cell voltage significantly varies according to power, these converters are naturally present in a fuel cell system to regulate the load voltage. Considering the fact that faults will mainly affect some particular cells or groups of cells, a localized power converter architecture will be rather explored.

The paper is organized as follows: first (Sect. 2), in case of fuel cell stack failure, the possible electric actions are presented. In particular, a focus is bestowed on the “All or Nothing” action. Section 3 describes electric action

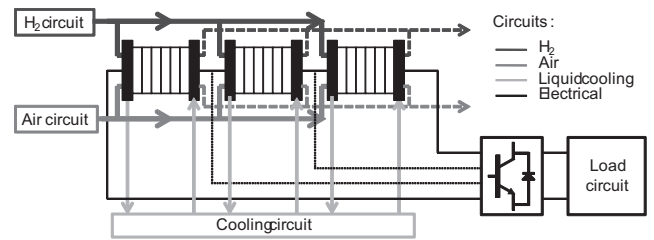


Fig. 2. (Color online) The multi-stack concept for fuel cell.

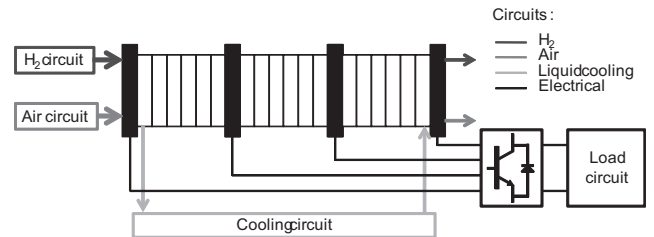


Fig. 3. (Color online) Segmented fuel cell concept.

using the static power converter in order to gradually adjust the FC power. Hence, several converter topologies are evaluated according to technical specifications and their efficiencies calculated by numerical simulation. A candidate topology is retained. Section 4 enlightens the global “multi-port” power converter architecture. DC bus voltage regulation, degraded working modes with fault-tolerant strategy and technology choices are presented. Section 5 draws conclusion and exposes some perspectives.

2 Possible electric actions on the fuel cell in case of failure

2.1 “Multi-stack” and segmented concepts for fuel cell

The use of several fuel cells is an attractive industrial solution for power increase, since it is based on standard-technology stacks with optimized size, low-cost ancillaries and for which conditioning is easier. These generic modules are fully integrated with their fluidic and power conditioning [23–26]. The association of these generic modules builds a “multi-stack” fuel cell generator [27]. Figure 2 illustrates this concept. In addition, this idea can be expanded to a long and segmented fuel cell stack. This structure is relevant, because the fluidic circuitry is then common for the entire stack: fluidic management is simplified relatively to the multi-stack concept.

The segmented concept for fuel cell, shown in Figure 3, may encounter some technical manufacturing constraints. Due to water accumulation in the stack during electrochemical reactions, the long stack assembly should be waterproofed, and mechanically stable with a sufficient and uniform tightening (clamping) torque. Clamping pressure on the endplates can impact on the MEA (membrane electrode assembly) performance, and a trade-off should exist between mechanical pressure and mass transport of the species [28–30]. Nowadays assemblies of hundreds of cells are technologically feasible for power fuel cells.

To keep the stack in good health condition, Figure 2 shows that two kinds of actions are possible: the fluidic action (flow, pressure, temperature, humidity rate) and the electric action thanks to the power converter or use of dedicated switches. However, in this type of architecture, fluidic action may be limited. Indeed, its dynamic response is relatively slow; its implementation is rather complex and bulky.

Moreover, Figure 2 highlights that no specific action on a segment can be performed for a segmented fuel cell stack.

These comments on the two possible actions drive us to retain the electrical solution for the corrective action on the fuel cell under fault.

First a simple and economic way to operate on a fuel cell further to the appearance of a fault is to disconnect this last one. This action is called “All or Nothing”.

2.2 The “All or Nothing” action for “multi-stack” and segmented fuel cell stacks

The principle of the by-pass was applied in industry in several applications which require the continuous availability of electric power. This solution has been already investigated in many patents and realizations. Strasser proposes an assembly of generative 8 + 1 fuel cells for a military submarine [31]. In case of the appearance of a defect, the defective fuel cell is switched off. An anti-parallel diode ensures the current continuity. A healthy back-up fuel cell module, which can be operated at any moment, allows to compensate the loss of the failing fuel cell. Schulte [32] describes a “by-pass” system for a serial or parallel association of many fuel cell stacks. Ronne et al. apply for a patent [33] which describes a system to disconnect a failing fuel cell module of its electrical load.

Experiments of by-pass on a fuel cell stack are also presented in references [34,35] and were performed in FCLAB in Belfort, France. The electric setup is presented in Figure 4. The by-pass circuit is composed of an anti-parallel diode (Diode AP) which allows the FC current continuity when the fuel cell under fault delivers no power. A second similar fuel cell module in series is emulated by a DC power supply. The electronic load imposes the load current amplitude. The experiments have simulated a break in the air gas flow supplying the cathode; it leads to a “starvation” phenomenon due to the lack of reactant feeding the fuel cell electrodes [36–38]. The air gas flow is voluntarily stopped by imposing a zero reference on the compressor (acting as an air flow regulator) so that the air pressure at stack inlet falls down to zero (Fig. 5). Simultaneously the load current continues to pass through the FC and the stack operates in abnormal condition with insufficient gas reactant supply. The FC voltage decreases consequently to values close to 0 V (Fig. 6) and when the Diode AP conduction threshold is reached, the Diode AP switches on (Fig. 7). Authors demonstrate that the diode in anti-parallel with the fuel cell stack may not be sufficient [35]; it enters in conduction only when the fuel cell voltage reaches the threshold of the

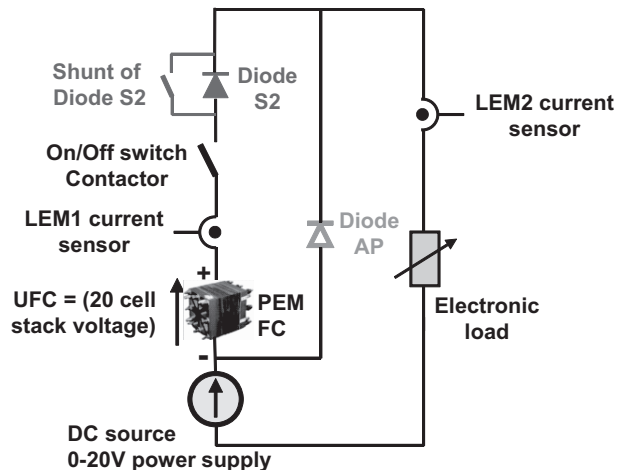


Fig. 4. (Color online) Experimental setup for PEM fuel cell bypass.

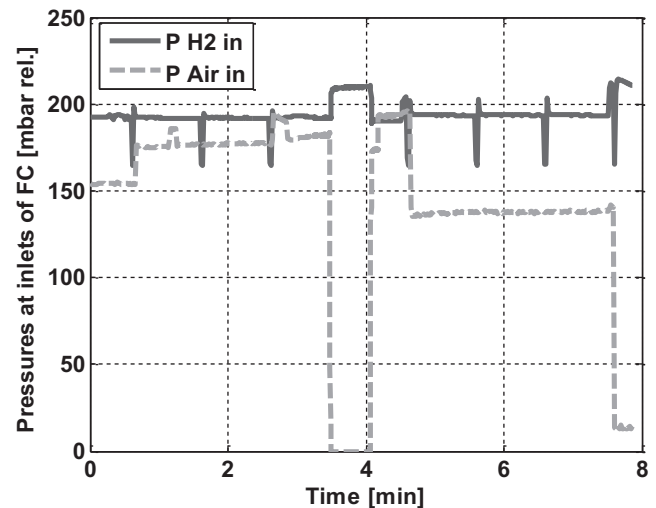


Fig. 5. (Color online) Hydrogen and air relative pressures at FC inlets.

anti-parallel diode which is approximately -0.7 V. This value is critical and may be destructive for the fuel cell, because the latter works in electrolysis mode. An additional switch (on/off electric contactor) is placed in series with the tested fuel cell to ensure the proper electric disconnection of the stack. Another solution to enable the Diode AP conduction consists in adding a diode S2 in series with the stack; it forces the triggering of the Diode AP conduction by imposing a sufficient voltage drop. Such a solution is necessary when the failed FC stack has a global voltage too low to allow the anti-parallel diode conduction.

The by-pass action is also applied in heavy-duty ground transport requiring operation on degraded mode [39]. Two power fuel cells of 50 kW are connected in series; in case of a defect on a fuel cell, this last one is disconnected. The system operates with a restricted power (half of rated power), ensuring limited propulsion of the vehicle and supply of the essential vehicle devices.

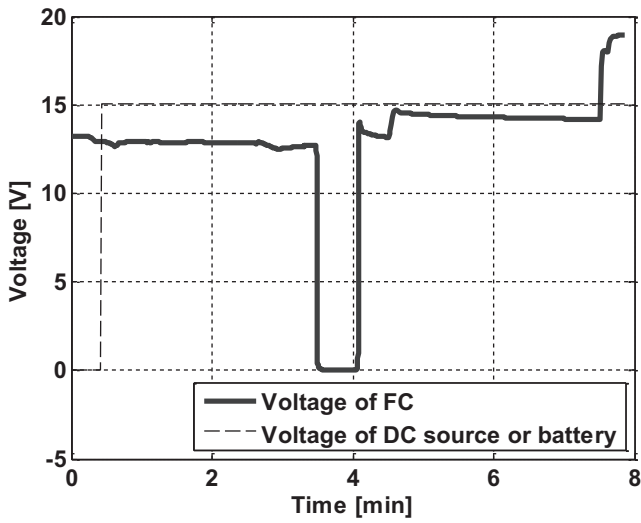


Fig. 6. (Color online) Fuel cell and DC power supply voltages.

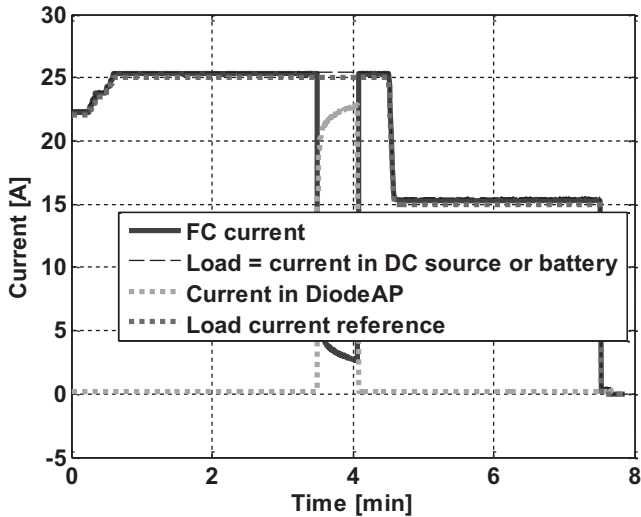


Fig. 7. (Color online) Experimental validation of Diode AP conduction.

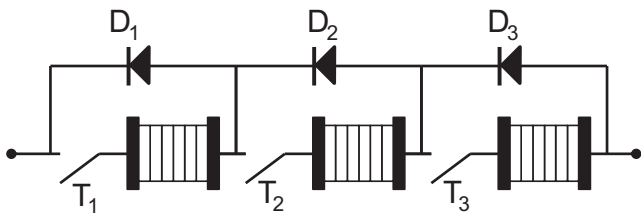


Fig. 8. By-pass concept with diodes for multi-stack fuel cells with series contactors.

Figure 8 illustrates the by-pass principle for a three-fuel cell multi-stack module. The switches T_i permit one to disconnect a faulty stack; anti-parallel diodes D_i ensure the derivation of the current flow. Hence, in degraded modes, the FC generator can deliver either two-thirds or one-third of its nominal power. Subsequently this “All or Nothing” action leads to a significant power loss.

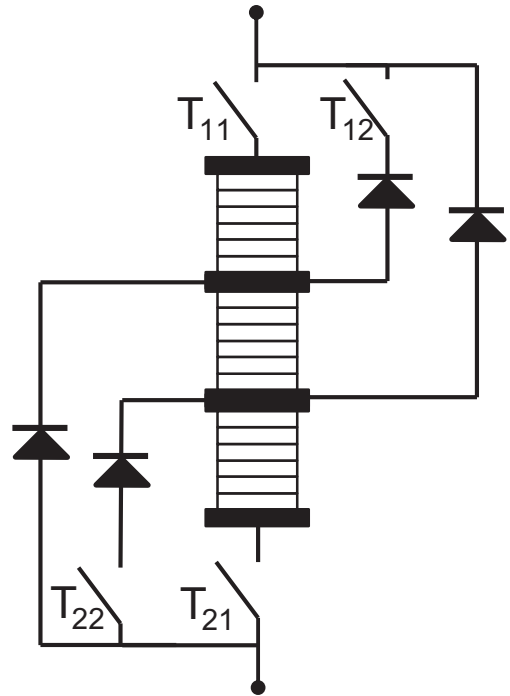


Fig. 9. Example of by-pass circuit for a three-part segmented PEMFC stack.

As mentioned before, the segmented architecture is worth to be considered. That is the reason why our work intends to generalize the by-pass concept to this structure. Nevertheless, it induces some other constraints. Indeed, it is not possible to insert switches in series between cells. Thus another solution has to be designed. Figure 9 illustrates the proposed strategy for a three-segment PEM fuel cell. The circuit becomes more complex with added external diodes and switches (T_{11} , T_{12} , T_{21} , T_{22}). The fault management leads to a higher power loss. As a matter of fact, when the central segment is the unique part under fault, T_{12} or T_{22} have to be switched off. Consequently, one of the external segments is disconnected, leading to a two-thirds power loss. Namely, T_{11} and T_{12} opening stops the current in the center and top segments, T_{21} and T_{22} opening stops the current in the center and bottom segments. Nonetheless, only a third of the power is lost when T_{11} or T_{21} are open to protect the top or the bottom segments respectively.

Such strategy can be generalized to an n -segment fuel cell stack. Figure 10 presents the suggested generic approach for an n -segment PEM fuel cell. It shows that, only opening T_{11} leads to by-pass of the current through T_{12} because any segment has a positive voltage. When T_{11} and T_{12} are switched off, segments S1 and S2 are by-passed through T_{13} . In order to by-pass a segment S_i , the algorithm chooses to open either T_{11} and T_{12} to T_{1i} or T_{21} and $T_{2(n-1)}$ to $T_{2(n-i)}$ regarding the number of disconnected segments.

The by-pass of defective cells or segment also requires accuracy. Indeed, the added current plugs for each segment should not disturb the current distribution by

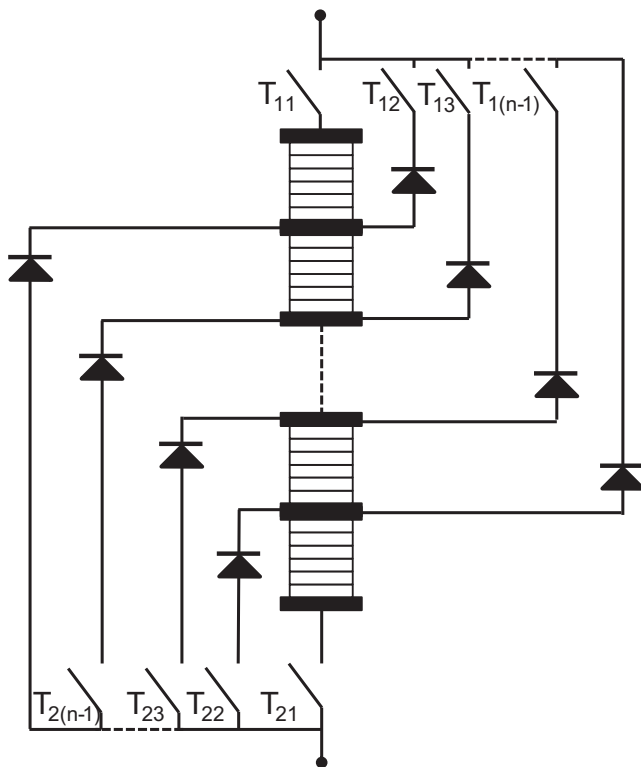


Fig. 10. Generic approach with by-pass circuit for an n -segment PEM fuel cell stack.

creating locally induced heating due to eddy current generation. The solution should consist in having low-loss materials and short isolated plugs. Moreover, the by-pass circuit should not perturb the global current flow through the fuel cell stack.

The loss of a substantial part of the power further to the by-pass action, and especially when the number of segments becomes important, leads to explore another solution for an electric corrective action: namely static converters can adjust gradually the FC segment power.

3 Electric action using the power converter interface

Power converter should have high efficiency and compactness regarding transportation constraints. They can be considered either as a global electrical interface for the FC generator or can act on localized areas of the stack.

Considering the fact that faults will mainly affect some particular cells or groups of cells, localized power converter architecture is preferably explored. In the case of a segmented fuel cell stack as depicted in Figure 3, an isolated structure is mandatory.

As both fuel and load are DC power sources, the power transfer requires an AC stage. The source interconnection can be realized using either an AC-link or a DC one. Both architectures are presented in Figures 11 and 12.

These two approaches are compared on the basis of the following technical specifications:

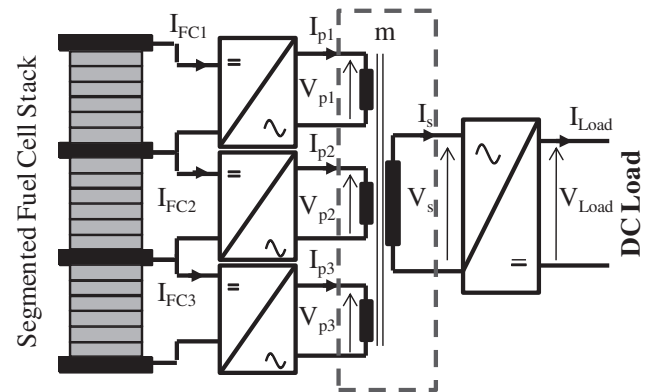


Fig. 11. (Color online) Electrical architecture with AC-link (AC node).

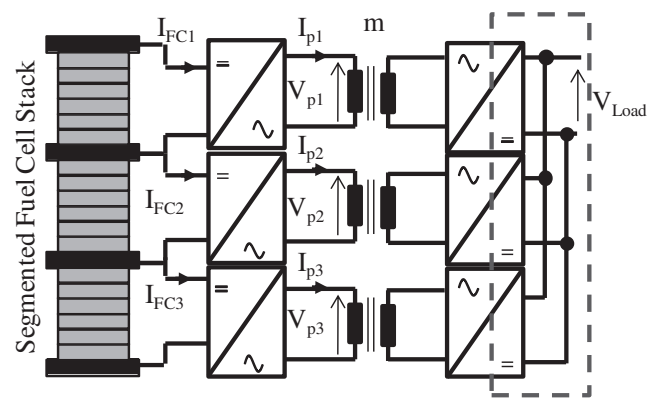


Fig. 12. (Color online) Electrical architecture with DC-link (DC node).

The 30-kW fuel cell generator is subdivided into three parts of 10 kW, 200 cm² of active area, 100 cells. The FC electrical characteristics are:

- No-load voltage: 100 V.
- Nominal current: 166 A.
- Voltage at nominal load: 60 V.

The load voltage is regulated at 540 V DC using the converter. This voltage is a standardized value in railways and heavy road vehicles.

3.1 Power transfer through the AC-link (or AC node)

The FC segmented concept implies the use of isolation to supply the common load. A first approach is the AC-link. Some research works have already been published on the topic [40,41]. The dual active bridge (DAB) structure proposed by De Doncker et al. and Kheraluwala et al. [42,43] is composed of two similar inverters interconnected with a high-frequency transformer. This concept is shown in Figure 13. The power transfer between two ports is achieved using a voltage phase shift and the leakage inductance L_k (Fig. 14). This topology features high-power density and can be enlarged to multi-port topologies [44,45]. Nonetheless, the power flow may

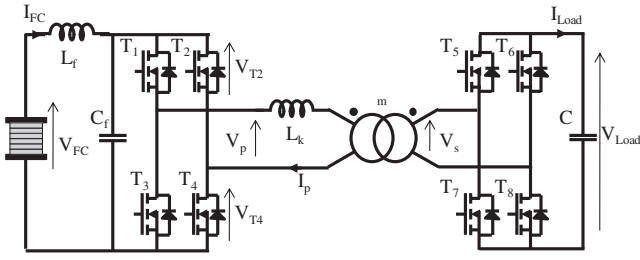


Fig. 13. (Color online) Dual active bridge (DAB): phase-shifted inverter.

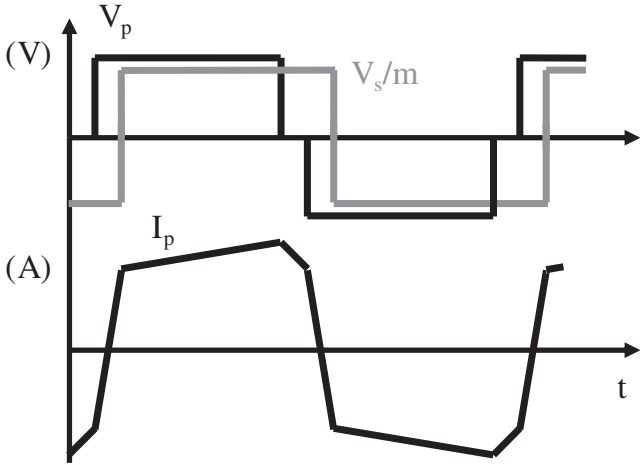


Fig. 14. Phase-shifted inverter topology: typical waveforms.

become difficult to adjust as the number of ports increases [46, 47].

To tackle this drawback, the authors have proposed a control methodology enabling to decouple the energy fluxes. In order to achieve this properly, output AC voltage (V_s) and current (I_s) are set in phase. In order to reduce switching losses, a zero voltage switching (ZVS) mode is also possible. This strategy has been detailed by authors in reference [48].

However, the main drawback is that it cannot handle a wide input range, which is the case of a fuel cell [48]. Furthermore, because of the structure of voltage inverter, there is a presence of a strong AC current component which can have a negative impact on the fuel cell [49]. The use of an input filter is hence necessary and consequently contributes to increase the global size of the converter. Thus, its use for this application is not recommended because of the FC electric characteristic. That is why another type of electrical coupling is studied.

3.2 Power transfer through the DC-link (or DC node)

In this second strategy, the power transfer is directly realized through the parallel connection of each converter DC output to the load (DC node) as shown in Figure 12. In this section, four different topologies are considered according to several criteria: efficiency, compactness, complexity and impact on FC current ripple. The candidate

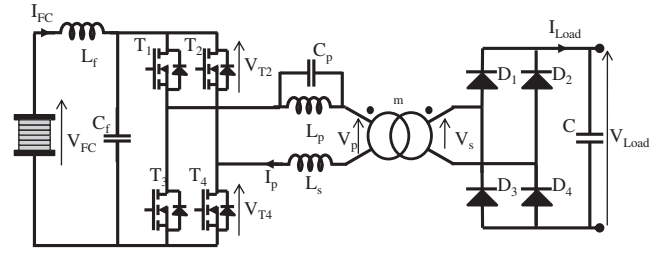


Fig. 15. (Color online) Double resonant inverter topology.

topologies are respectively: double resonant inverter topology, half-bridge isolated boost, full-bridge isolated boost and resonant isolated boost.

3.2.1 Double resonant inverter topology

This topology, based on a voltage inverter, a transformer and a double resonant circuit, is presented in Figure 15. It has already been studied in several and varied domains like high-voltage high-power medical imagery application [50, 51] or 72 V lead-acid battery charger in shunting locomotive [52].

Its power is controlled through frequency tuning. This control value range (swing) is quite small and bounded by the anti-resonance frequency set by L_p and C_p adjustment (minimal frequency) and the series resonant frequency set by L_s (in parallel to L_p) and C_p adjustment (maximal frequency) (Fig. 15). It is hence possible to limit the functioning of the converter between these two frequencies. The admittance transfer function $\bar{Y}(s)$ of third order for the resonant circuit is given by equation (1) in Laplace domain. It lets appear the two characteristic frequencies (F_{\min} and F_{\max}) computed as follows according to resonant parameters (L_s , L_p , C_p):

$$\bar{Y}(s) = \frac{\bar{I}_p(s)}{\bar{V}_p(s)} = \frac{1 + \frac{s^2}{\omega_{\min}^2}}{1 + \frac{s^2}{\omega_{\max}^2}} \times \frac{1}{(L_s + L_p)s},$$

$$F_{\min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_p}}; \quad F_{\max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_s L_p}{L_p + L_s} C_p}}. \quad (1)$$

The expression of the average output current $\langle I_{\text{load}} \rangle$, according to input voltage V_{FC} , switching frequency F and m the transformer ratio, is given as follows:

$$\langle I_{\text{load}} \rangle = \frac{4V_{\text{FC}}}{m\pi} \times \sqrt{\frac{C_p}{L_s}} \times \frac{F}{F_{\max}}. \quad (2)$$

Equation (2) shows that the output current is independent from the output voltage. This converter behaves like a current generator whose value is proportional to the operating frequency F .

This structure allows the power switches to commute at zero current (ZCS) both for turning-on and turning-off (Fig. 16). This zero current switching characteristic means switching losses cancellation. Consequently, the global converter efficiency is enhanced.

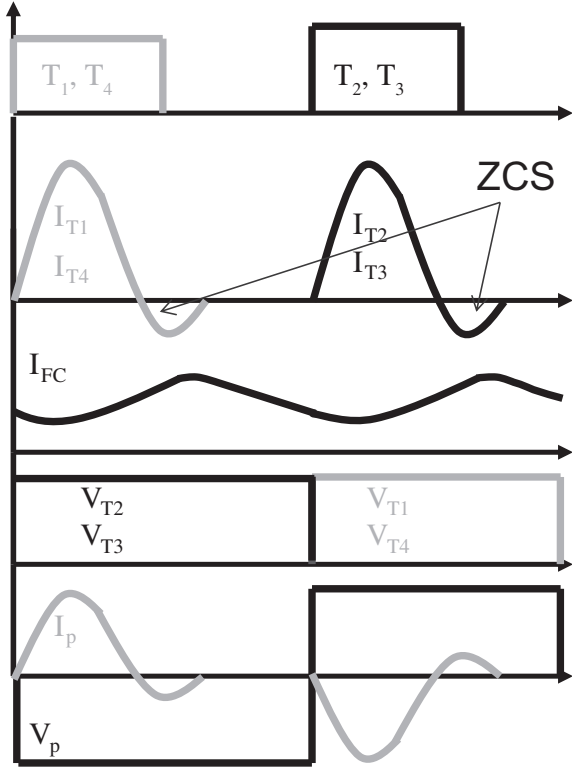


Fig. 16. (Color online) Double resonant inverter: typical waveforms.

Switches constraints (MOSFETs transistors T and output diodes D) are calculated as follows, with m the transformer ratio $m = 10$ and Z_r the resonant impedance:

$$V_{T \max} = \frac{V_{\text{load}}}{m} = 50 \text{ V},$$

$$I_{T \max} = I_{\text{FC}} + \frac{V_{\text{ch}}}{mZ_r} = 550 \text{ A}; \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}},$$

$$V_D = V_{\text{load}} = 540 \text{ V},$$

$$I_{D \max} = \frac{I_{T \max}}{m} = 50 \text{ A}.$$

It makes this topology feasible, but this structure faces some drawbacks. Indeed, the transformer ratio is high ($m = 10$) mainly because of the low FC operating voltage. The switches rated currents are large and depend on resonant parameters. Moreover, this topology also requires an input filter to minimize the FC current ripple (Fig. 15), which causes an increase of the global converter size.

Consequently in order to face the key problem of FC current ripple and to minimize the transformer ratio, boost converter topologies are preferred. Indeed, a boost converter is composed of a reduced number of controlled switches, has high efficiency and permits to reduce the working constraints thanks to appropriate interleaving techniques. Furthermore, a boost topology allows to directly control the FC current and its ripple. Boost converter topology is thus well adapted to the fuel cell electric features.

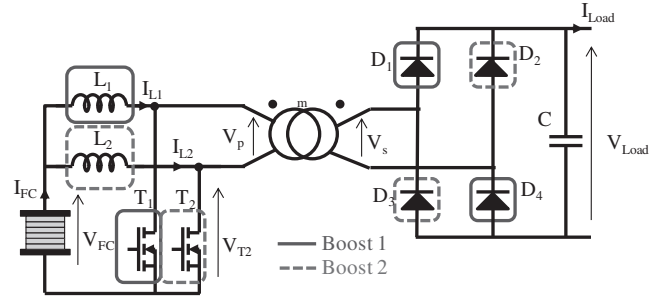


Fig. 17. (Color online) Half-bridge isolated boost.

3.2.2 Half-bridge isolated boost

The isolated boost is a structure derived from a two-leg interleaved boost on which a galvanic insulation is added: a transformer is inserted between input transistors and rectifier output diodes (Fig. 17) [53]. The switches (T_1 , T_2) control values are identical and π shifted. The converter voltage ratio $V_{\text{load}}/V_{\text{FC}}$ corresponds to a simple boost including the transformer ratio m :

$$V_{\text{load}} = \frac{m}{1 - \alpha} V_{\text{FC}}.$$

Electrical constraints on semiconductor switches, with a transformer ratio $m = 2.5$, inductance values $L_1 = L_2 = 165 \mu\text{H}$ and a switching frequency $f = 10 \text{ kHz}$, are:

$$V_{T \max} = \frac{V_{\text{load}}}{m} = 216 \text{ V},$$

$$I_{T \max} = I_{\text{FC}} + \frac{(2 - \alpha) V_s (1 - \alpha)}{2mL_1f} = 168 \text{ A},$$

$$V_D = V_{\text{load}} = 540 \text{ V},$$

$$I_{D \max} = \frac{I_{\text{FC}}}{2m} + (1 - \alpha)^2 \frac{V_{\text{load}}}{2m^2L_1f} = 37 \text{ A}.$$

Due to power electronics principles, the duty cycles α have to be higher than 0.5 (Fig. 18). This implies that the converter cannot work in the complete fuel cell power range. Moreover, this duty cycle condition leads to increase voltage constraints at the primary of the transformer. That is the reason why the full-bridge isolated boost is considered; it allows transistor voltage reduction.

3.2.3 Full-bridge isolated boost

A full-bridge isolated boost structure is proposed in reference [54] and Figure 19 shows its principle. The switches control values are identical to the previous half-bridge topology and the voltage ratio $V_{\text{load}}/V_{\text{FC}}$ is computed as follows:

$$V_{\text{load}} = \frac{m}{1 - D} V_{\text{FC}},$$

with $D = 2\alpha - 1$, the duty cycle supported by the input inductance L and α the duty cycle of the switches. Hence, although α has always to be kept higher than 0.5, the boost operates with a duty cycle D ranging from 0 to 1.

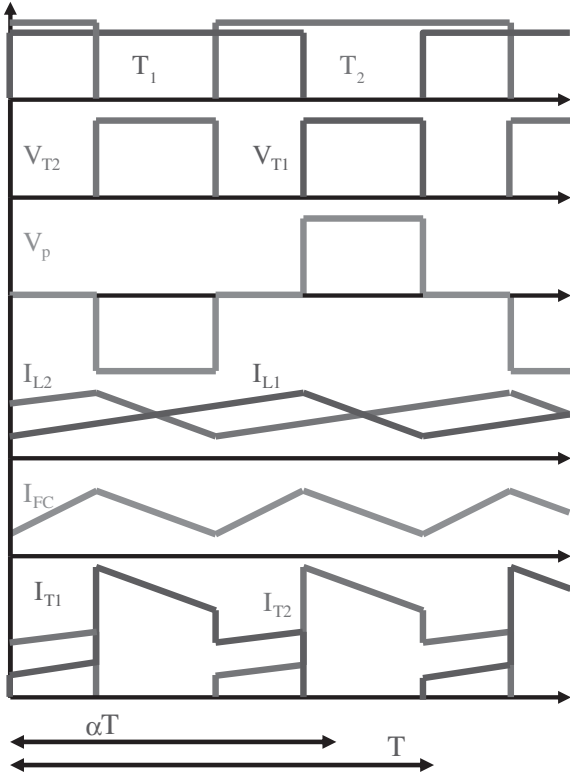


Fig. 18. (Color online) Half-bridge isolated boost: typical waveforms.

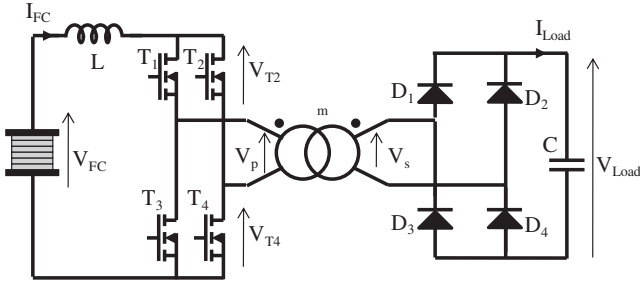


Fig. 19. (Color online) Full-bridge isolated boost.

As a consequence, the boost can work over all the FC power range.

The switches voltage constraints are divided by two. With a transformer ratio of $m = 5$, an input inductance $L = 86 \mu\text{H}$, the main constraints are as follows:

$$\begin{aligned} V_{T \max} &= \frac{V_{\text{load}}}{m} = 110 \text{ V}, \\ I_{T \max} &= I_{\text{FC}} + \frac{(2\alpha - 1) V_s (1 - \alpha)}{m L f} = 180 \text{ A}, \\ V_D &= V_{\text{load}} = 540 \text{ V}, \\ I_{D \max} &= \frac{I_{\text{FC}}}{m} + (1 - \alpha)^2 \frac{2 V_{\text{load}}^2}{m} L f = 37 \text{ A}. \end{aligned}$$

It should be noted that both half- and full-bridge topologies operate in hard switching. Moreover, because of the transformer leakage inductance, they both require a

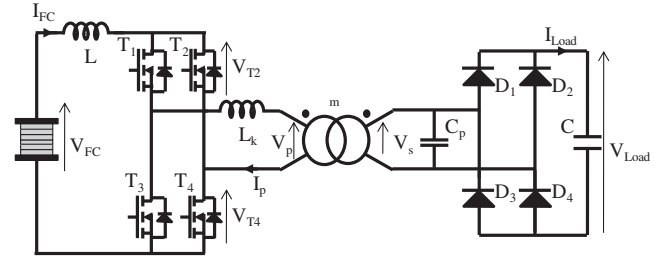


Fig. 20. (Color online) Resonant isolated boost topology.

clamping circuit operating during transistors' switch-off. Such clamping circuit can be either active by adding a capacity and a switch [55] or passive by adding a diode, a capacity and a resistance [57]. Nevertheless, in both cases, the converter losses remain significant and the clamping circuit still dissipates power. Another option is to use the MOSFETs semiconductors in avalanche mode. In this case, the leakage energy is directly dissipated into the transistors and no additional passive element is required [56]. In order to use the MOSFETs in avalanche, it is necessary to make sure that the transformer leakage inductance L_k is as small as possible and the transistor heat-sink is enough effective for this additional heat. Consequently, to make sure to minimize the converter losses, a third topology is introduced using transistor soft switching mode.

3.2.4 Resonant isolated boost

This resonant topology is suggested by several authors [57–59] and shown in Figure 20. A capacity C_p is added to establish a quasi-resonant circuit with the transformer leakage inductance L_k . The resonant circuit (L_k, C_p) allows a zero current switching functioning (ZCS) illustrated in Figure 21. Consequently, this structure is not subject anymore to the leakage energy overvoltage.

The converter control is now held by frequency tuning. In steady states, the load voltage-FC voltage relation is given by:

$$V_{\text{load}} = \frac{m}{1 - \frac{f}{f_r}} V_{\text{FC}}. \quad (3)$$

Equation (3) shows that the converter frequency control significantly evolves according to FC voltage swing. Namely, considering a fixed output voltage (V_{load}) and a $[V_{\text{FC}}/2; V_{\text{FC}}]$ FC voltage range, the control frequency varies from f_{\min} to $f_{\max} = 2.5 f_{\min}$. Moreover, over the whole converter working range, the ZCS mode has to be validated.

The converter operating frequency is chosen between 17 kHz and 38 kHz; f_{\max} corresponds to the maximal current. These frequency values are a trade-off between acceptable losses for the semiconductors and size of the high-frequency transformer. Resonant circuit parameters are $L_k = 1.62 \mu\text{H}$ and $C_p = 2.61 \mu\text{F}$. Selecting a transformer ratio $m = 4$, an inductance $L = 38 \mu\text{H}$, the switches

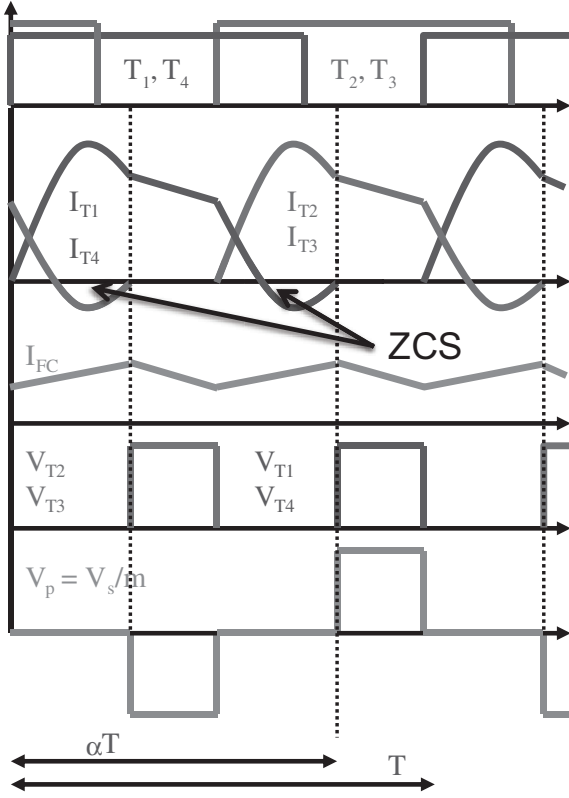


Fig. 21. (Color online) Resonant isolated boost: typical waveforms.

constraints are computed as follows:

$$\begin{aligned}
 V_{T \max} &= \frac{V_{\text{load}}}{m} = 135 \text{ V}, \\
 I_{T \max} &= \frac{V_s}{m \sqrt{\frac{L_k}{C_p}}} = 170 \text{ A}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_k}{C_p}}, \\
 V_D &= V_{\text{load}} = 540 \text{ V}, \\
 I_{D \max} &= \frac{I_{\text{FC}}}{m} = 40 \text{ A}.
 \end{aligned}$$

3.3 Efficiencies

The five suggested electrical topologies have been simulated using the Matlab-Simulink[®] software. In a second step, global efficiencies have been evaluated using electrical parameters that are based on the devices' datasheet values. For this purpose, MOSFETs semiconductors losses (conduction and switching) are given as follows over a switching period:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cond}} &= R_{\text{DSon}} \times I_{\text{rms}}^2, \\
 P_{\text{sw}} &= \frac{f}{2} (V_{\text{DS}} I_{\text{ton}} t_{\text{on}} + V_{\text{DS}} I_{\text{toff}} t_{\text{off}}),
 \end{aligned}$$

where R_{DSon} is MOSFET on-resistance and V_{DS} is the drain-source voltage.

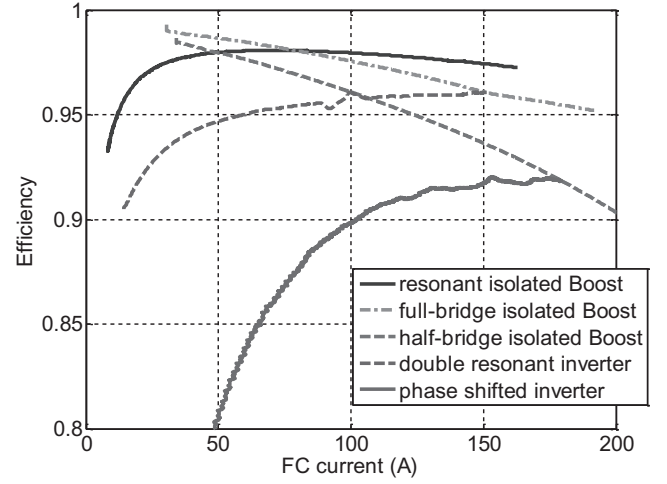


Fig. 22. (Color online) Efficiency of studied power converters.

Diode conduction and switching losses are:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{cond}} &= \langle V_0 I_d \rangle + R_d I_d^2_{\text{rms}}, \\
 P_{\text{sw}} &= V_D Q_{\text{rr}} f.
 \end{aligned}$$

where V_D is the diode conducting voltage, Q_{rr} is the reverse recovery charge and f is the switching frequency.

At last, the efficiency related to FC current performances is summarized in Figure 22 for the five studied converters.

Full-bridge isolated boost and resonant isolated boost present the best efficiency for current amplitudes above 80 A. Nonetheless, the resonant isolated boost topology is preferred mainly because of the possibility to operate in ZCS, which means neither additional clamping circuit nor MOSFET overstress (due to avalanche mode). In Section 3.4, numerical simulation results for the resonant isolated boost are presented.

3.4 Simulation results for the resonant isolated boost

The preferred DC/DC converter topology for a multi-part segmented FC stack is the resonant isolated boost converter operated under a switching frequency control strategy. This subsection presents simulation results using Matlab-Simulink[®] software.

Figure 23 shows the fuel cell power according to converter frequency. The rated power (10 kW) is achieved for the maximal frequency of 38 kHz.

Figure 24 presents, respectively, load current transient from 20 A to 50 A, DC bus voltage, FC current and FC voltage. The DC bus voltage regulation (explained in Sect. 4) rejects the load disturbance and the overvoltage is minimized (± 5 V).

The following figures focus on the MOSFET T_1 resonant current and FC current ripple for two different current amplitudes representing high (122 A) and low (32 A)

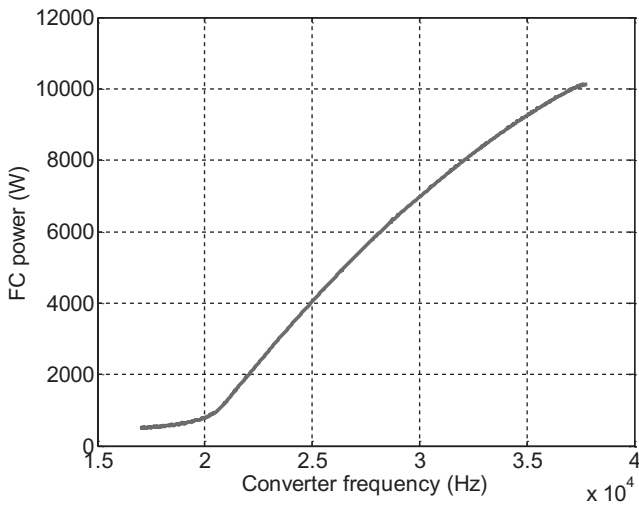


Fig. 23. (Color online) FC power versus converter working frequency.

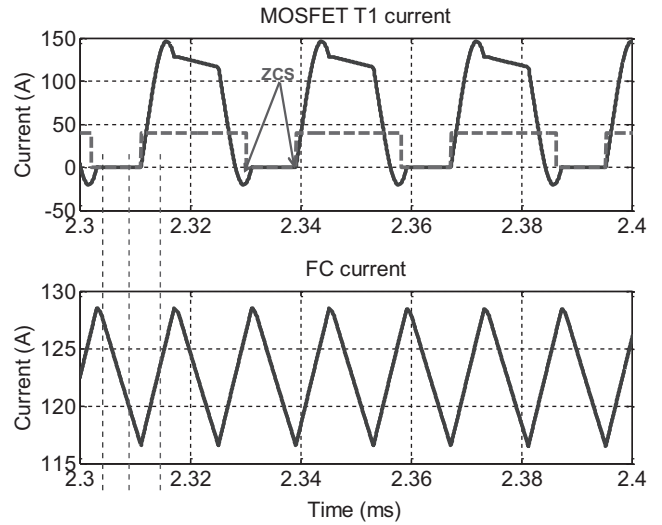


Fig. 25. (Color online) MOSFET T₁ current and FC current ripple for 122 A.

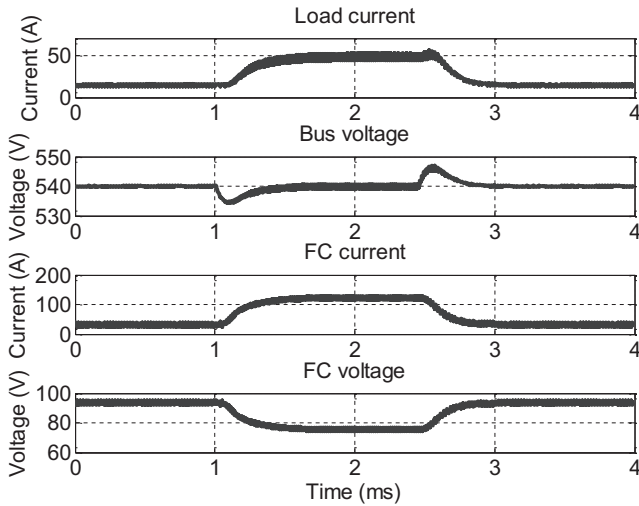


Fig. 24. (Color online) Load variation and DC bus voltage regulation.

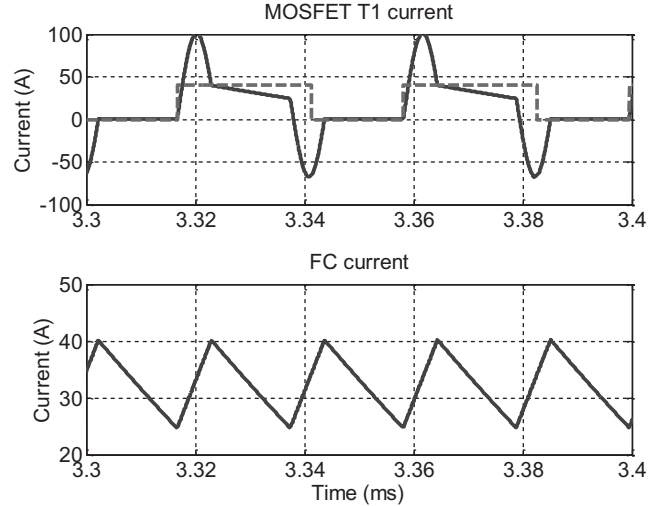


Fig. 26. (Color online) MOSFET T₁ current and FC current ripple for 32 A.

FC power levels. The FC current ripple ΔI_{FC} can be computed as:

$$\Delta I_{FC} = \left(\frac{m I_{FC} L_k}{V_{load}} + \frac{1}{2\pi f_r} \times \left(\pi - a \sin \left(\frac{m I_{FC} L_k}{V_{load}} \right) \right) \right) \times \frac{V_{FC}}{L},$$

where the resonant frequency f_r is: $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_k C_p}}$ with $L_k = 1.62 \mu\text{H}$, $C_p = 2.61 \mu\text{F}$, $f_r = 79 \text{ kHz}$ and $m = 4$ the transformer ratio. For a current ripple equal to 10% of I_{\max} (maximal current = 160 A), the input inductance value is $L = 38 \mu\text{H}$. Hence for $I_{FC} = 122 \text{ A}$, $\Delta I_{FC} = 12.5 \text{ A}$, and for $I_{FC} = 32 \text{ A}$, $\Delta I_{FC} = 14 \text{ A}$.

In both cases Figures 25 and 26 show that the FC current has an acceptable small ripple. Moreover, ZCS mode

is achieved, which leads to a reduction of the dynamic losses.

4 Multi-port converter system: DC bus voltage regulation – degraded modes and technology

The objective of the multi-port converter system is to manage the power transfer from the three-part segmented fuel cell to the DC load. It is designed to handle degraded working modes due to localized stack failure and occurring on a FC segment. First, Section 4 describes the DC bus voltage regulation; second, it focuses on degraded mode examples and associated fault management strategy. It ends with technological aspects with the aim of implementation.

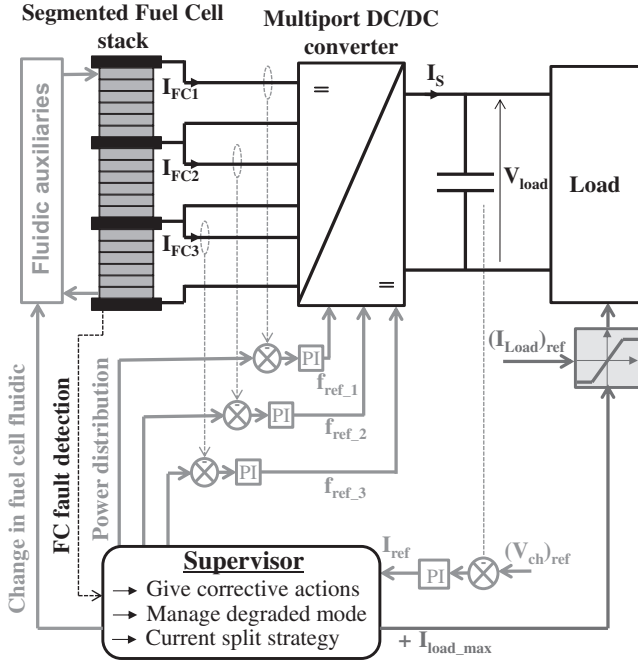


Fig. 27. (Color online) Overall synoptic of the multi-port system regulation.

4.1 DC bus voltage regulation

Output voltage regulation of the three-part segmented PEM fuel cell is performed using two cascaded loops and the principle shown in Figure 27. The outer loop is common to all the system and aims at regulating the bus voltage. The current reference I_{ref} calculated by this regulation is sent to a current balancer (or dispatcher). This dispatcher distributes each converter current setpoint according to the global value I_{ref} and the state of health of each segment. The three inner loops compare the current reference values with measured current values (I_{FC1} , I_{FC2} , I_{FC3}) and hence define each converter frequency control value (f_{ref1} , f_{ref2} , f_{ref3}). As a result, in nominal conditions, each converter current reference is a third of the global reference given by the voltage loop. On the contrary, while a failure affects one FC segment, a current split strategy is implemented in order to relieve the FC segment under fault.

To be precise, the supervisor's role is to manage the current distribution (current split strategy) between FC parts according to the FC segments' state of health. Moreover, in case of failure, and as a complement to the electric action, the supervisor has also the ability to modify the parameters of the fluidic auxiliaries. The load current may also be limited. Indeed, in case of sudden FC power decrease, it is mandatory to limit the DC load current in order to avoid a breakdown of the DC voltage. The multi-port system operates in degraded mode.

The following figures (Figs. 28a and 29b) show the performance of the global multi-port system voltage regulation in case of successive load current steps. In this case, the FC operates in normal and healthy mode. Successive

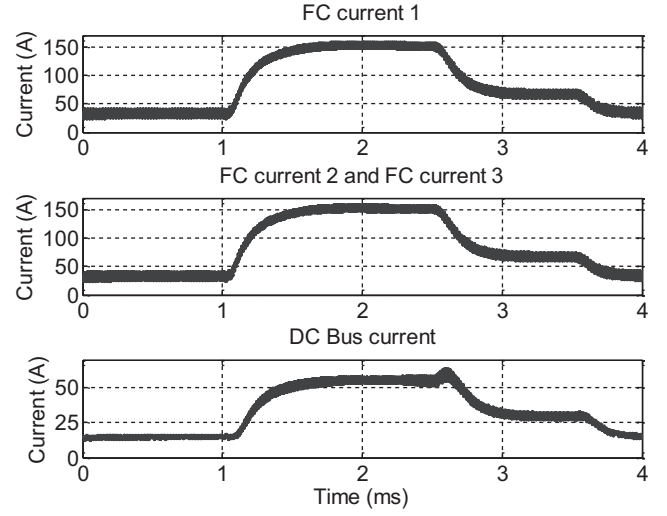


Fig. 28a. (Color online) FC and load current during load variations.

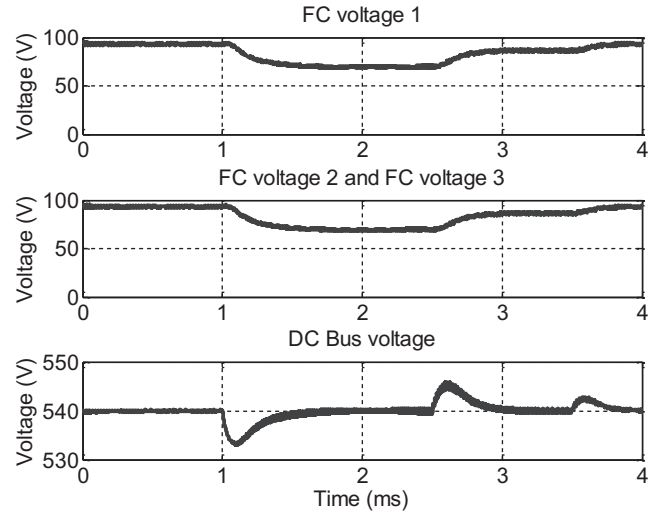


Fig. 28b. (Color online) FC and DC bus voltage waveforms for load variations.

load current steps vary from 15 A to 55 A (maximal tolerated load current), then down to 30 A and 15 A (Fig. 28a).

We can observe a coherent evolution of the currents and voltages due to the successive load transients. The DC bus voltage is correctly controlled, thanks to the regulator dynamic. A low overvoltage (± 5 V) on the DC bus can be noticed which corresponds to 1% of the DC bus voltage rated value.

4.2 Degraded working modes and current split strategy

The sample hypothesis is that the FC stack is under fault (unhealthy state), and one segment is affected by the fault. Two different tests are performed using electric action rather than exploiting fluidic ancillaries' control. The first one (noted action 1) is a limited (moderated) power action on one FC segment (partial segment power removing).

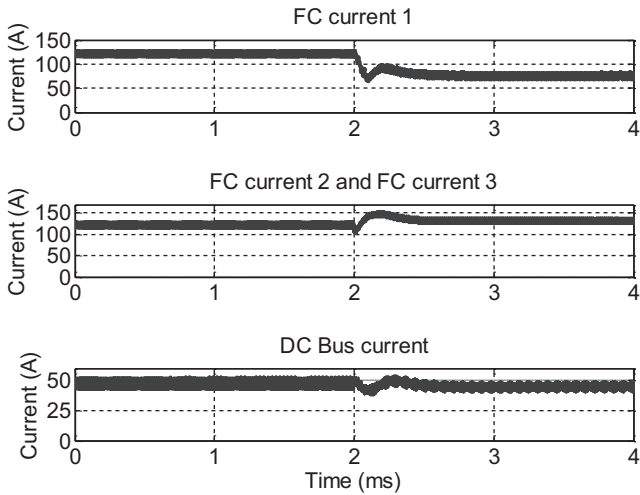


Fig. 29a. (Color online) FC and DC load current waveforms for moderated power decrease affecting one FC segment.

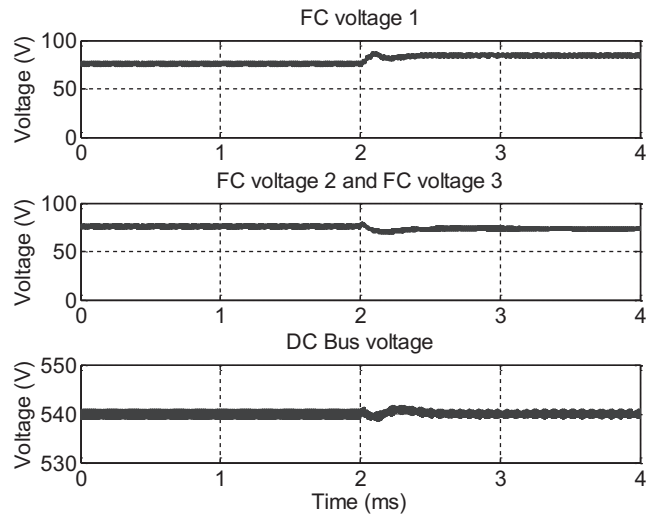


Fig. 29b. (Color online) FC and DC load voltage responses for moderated power decrease affecting one FC segment.

The second action (action 2) deals with a loss of a FC segment due to current cancellation (complete segment power removing).

4.2.1 Action 1: partial action on the defective FC segment

As a result of the appearance of a fault on FC segment FC1, a moderated current reduction of $1/3$ of I_{FC1} is applied. This current decrease is compensated by the two other healthy segments. The management strategy induces a current split of $2/3$; $7/6$; $7/6$ for the three FC segments. Naturally, in case of high current amplitudes, the power consumed by the load has to be limited in order to avoid a power mismatch between FC maximum power and load requested power. Namely, such a power disparity would lead to an important fall of the DC voltage bus when both healthy FC segments are saturated to their rated power. Figures 29a and 29b illustrate the effects of the current split strategy. Before fault detection, the load current reference was set to 48 A. At $t = 2$ ms, FC1 segment is relieved from a third of its previous power. Consequently, the load current is limited to $5/6$ of the maximal load current, which corresponds to 46.25 A for $I_{load_max} = 55.5$ A (30 kW under $V_{load} = 540$ V).

It can be noticed that during this action, the DC voltage bus remains controlled to its nominal value of 540 V. Simultaneously, the current balancer makes more demand on both healthy segments (FC2 and FC3). For that reason their cell voltages should be preventively supervised during the degraded operation mode.

4.2.2 Action 2: loss of a FC segment due to current annulation

In this second test, the first segment FC1 is considered under fault. This time health-saving measure is to bring down its current amplitude I_{FC1} to zero.

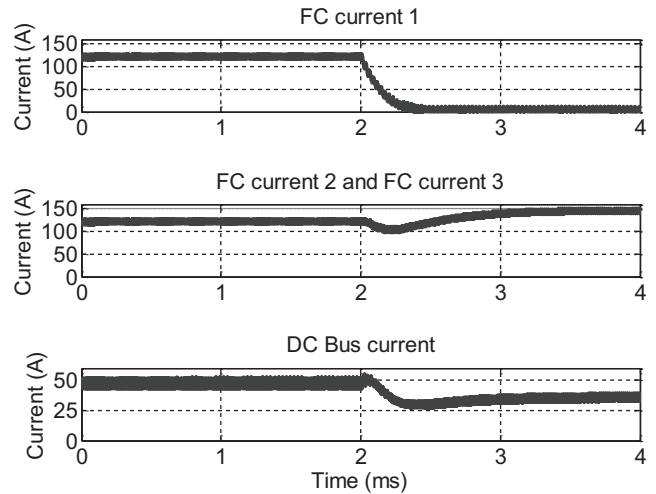


Fig. 30a. (Color online) FC and DC load current waveforms for complete power decrease affecting one FC segment.

In that case, the whole transmitted power is reduced by a $1/3$ and no power offsetting is accomplished on the two healthy FC segments. The initial load current (48 A) is hence limited to $2/3$ of its maximal amplitude (corresponding to 36 A). Subsequently fuel cell segments FC2 and FC3 deliver their maximal current. Figures 30a and 30b illustrate the effects of the loss of segment FC1. In this case, the DC voltage is correctly controlled with a dynamic response time in regulation lower than 1 ms.

Nevertheless, in such critical cases involving severe FC degraded modes, a fluidic action can complete the electric action: for instance, operating on air flow or cooling temperature would help to permit a FC power system's continuity of service.

4.3 Technological considerations

High frequency use (between 17 and 38 kHz) enables one to use a transformer planar technology, which leads to

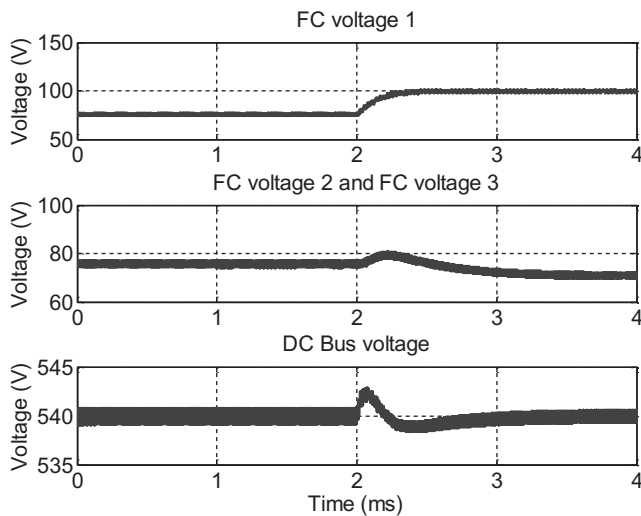


Fig. 30b. (Color online) FC and DC load voltage responses for complete power decrease affecting one FC segment.

a compact solution. The transformer is designed by the Payton Company [60] with the desired characteristics: power 10 kW, primary/secondary voltage 135/540 V, primary/secondary current of 170/40 A and a leakage inductance equal to 1.6 μH . As the primary transformer voltage is low (135 V), and since high-frequency range is aimed, MOSFETs technology is the best candidate for semiconductors.

The chosen technology for the MOSFETs is the GigaMOSTM IXFN230N20T (200 V/220 A) from IXYS [61]. It features low on-state resistance ($R_{\text{Dson}} = 7.5 \text{ m}\Omega$ at $T_j = 25 \text{ }^\circ\text{C}$), fast intrinsic diode, isolation voltage up to 2500 VAC and standard package in SOT-227 module.

Selected capacitances are medium-power film capacitors from AVX, especially chosen for DC filtering. Finally, the input inductance design value is 38 μH , while its rated current is 160 A. It has to stand a 10% current ripple. For inductance coil technology, ferrite or iron powder cores are favored.

The chosen technology for the devices and passive components for the realization of the resonant isolated boost converter prototype is summarized in Table 1.

5 Conclusion and perspectives

Power PEM fuel cell (FC) stacks used for vehicle propulsion or on-board auxiliaries can be either made of long and single stacks, or composed of multiple fuel cell modules, realizing a “multi-stack” association. The latter solution consists in industrial generic fuel cell stacks which are fully integrated and optimized in terms of fluidic and electrical conditioning. The first solution is also relevant since it minimizes any fluidic connections and hence enables to optimize the fuel cell system bulk. Indeed, it is one of the main constraints of embedded systems. However, long fuel cell stacks may be subject to disparities (fluidics, temperature) and, for this reason, can be impacted

by some failures. Failures mainly occur on localized cells, affecting some specific areas of the stack (extremity, center, etc.). Consequently, this spatial discrepancy can be exploited through a differential method to enhance a fast and non-intrusive detection method [15]. Conversely, the present article investigates the dual approach consisting in individually driving the electric power delivered by each segment of a long stack. In summary, the segmented concept applied for long single stacks consists in splitting the stack into several parts (the segments), allowing to act on a defected area.

The possible actions can be divided into two categories. The first one, named the “All or Nothing action”, is simple and based on diodes and power contactors. The paper describes such architecture for an n -segment stack and explains the decision algorithm. The analysis brings to the conclusion that this “All or Nothing” process leads to a significant power loss in case of failure, in particular when the number of segments becomes important.

The second category, named the “Gradual Action”, is more complex and based on power converters. Static converters are explored as a solution to adjust gradually the FC segment power. Indeed, as fuel cell voltage significantly varies according to power, static power converters are naturally present in a fuel cell system to regulate the DC load voltage. For this purpose, power converters can be considered either as a global electrical interface for the FC generator or can act on localized stack areas (regions). Considering the fact that faults will mainly affect some particular cells or groups of cells, localized power converter architecture has been investigated. According to the detection study presented in reference [15], the fuel cell generator is split in three parts. Each PEM fuel cell segment can be controlled independently according to its state of health (SoH), through the static converter.

The segmented fuel cell requires galvanic isolation between segments and regarding the load. For this reason, only isolated converter structures are examined, which naturally means an AC power stage. The AC-link possibility is eliminated for the reason that its behavior and efficiency are very sensitive to the fuel cell voltage variations and also because it creates an important fuel cell current ripple. These two features are certainly drawbacks for a FC application. Namely, FC current ripple may be a critical criterion regarding the aging of the fuel cell and its global performance [49].

The DC power node is hence a better solution: the power transfer is directly realized through the parallel connection of each converter output to the DC load. In this field, the different candidate converters (double resonant inverter topology, the half-bridge isolated boost, the full-bridge isolated boost and the resonant isolated boost) are considered according to several criteria in connection with transportation specifications: power efficiency, compactness, “integrability”, reliability, cost, fuel cell current ripple and tolerance to degraded working modes. Among the different converters, the resonant isolated boost seems the most appropriate solution. In particular, this converter permits continuous input current enabling small FC current ripple related to compact input filter. Additionally, it

Table 1. Technology for resonant isolated boost.

	Constraints (devices caliber)	Technological choice
Input inductance: L	38 μH , 160 A, $\Delta I = 10\%$ ($\pm 16 A_{\text{max}}$)	Iron powder cores
MOSFETs: T_1 – T_4	135 V–170 A	IXYS GigaMOS TM IXFN230N20T 200 V–220 A [61]
HF Transformer	135–540 V, 170–40 A, $m = 4$, 10 kW	Planar technology transformer from “Payton Planar Magnetics” [60]
Resonant capacitor: C_p	2.61 μF 540 V–40 A_{max}	Four capacitors in series from TPC-AVX FFV36C0136K 150 V_{rms} –25 A_{rms}
Rectifier diode bridge: D_1 – D_4	540 V–40 A	IXYS diodes DSEP 2x 91-06 A–600 V–90 A
DC bus capacitor: C	50 μF , 540 V–20 A	FFG86K0586K–600 V–44 A–56 μF

works in zero current switching (ZCS) mode and so allows a high-power efficiency.

The above-mentioned architecture has also been investigated in terms of power management. A complete load voltage regulation and dedicated control strategy are proposed and tested. Output voltage regulation is performed thanks to two regulation loops. The outer loop achieves the voltage regulation and drives all the power system. The output value of this controller is a current reference. It gives the setpoints of each parallel inner loop controlling each converter current. This control structure permits to ensure the segment power balance either in nominal mode or failure case. In addition to the voltage regulation system, the supervisor’s role is to manage power distribution between inputs according to the FC segments state of health.

The present article highlights that PEM fuel cell can be split into several segments both for failure detection and for relevant energy-management aim. With this in prospect, the best power architecture is based on a DC-link and ZCS isolated boost converters. The FC health supervisor can act easily on the control scheme and hence drive the suitable power to each segment.

The principle of this work is to generalize this first approach to a hybridized fuel cell-battery (or ultracapacitors) system. Indeed, in many transportation specifications, the battery has to assist the fuel cell in case of huge power transient and regenerative braking (sharp acceleration, deceleration and slope change). In this particular case, specific converter topologies should be defined together with energy-management laws; the global system has to be developed and tested as well.

References

- World Energy Outlook 2008, *OECD/IEA* (IEA Publications, Paris, 2008)
- Directive 2010/31/EU of the European Parliament and of the Council of 19 May 2010 on the Energy Performance Of Buildings (recast), Publication of the Official Journal of the European Union, 18 June 2010, L 153/13
- Regulation (EC) No. 715/2007 of the European Parliament and of the Council of 20 June 2007 on type approval of motor vehicles with respect to emissions from light passenger and commercial vehicles (Euro 5 and Euro 6) and on access to vehicle repair and maintenance information, Publication of the Official Journal of the European Union, 29 June 2007, L 171/1
- K. Sekizawa, N. Kitamura, K. Manabe, Y. Nonobe, M. Kizaki, K. Kojima, *ECS Trans.* **33**, 1947 (2010)
- P. Lin, P. Zhou, C.W. Wu, *J. Power Sources* **194**, 381 (2009)
- P. Corbo, F. Migliardini, O. Veneri, *Int. J. Hydrogen Energy* **32**, 4340 (2007)
- D. Candusso, F. Harel, A. De Bernardinis, X. Francois, M.-C. Péra, D. Hissel, P. Schott, G. Coquery, J.-M. Kauffmann, *Int. J. Hydrogen Energy* **31**, 1019 (2006)
- A. De Bernardinis, F. Harel, L. Girardot, D. Candusso, D. Hissel, X. François, G. Coquery, S. Besse, Experimental Dynamic Performance of a 30 kW 90 Cell PEFC Stack under Transportation Load Cycle Constraints, in *EFCE 2009, Lucerne, Switzerland, 2009*, pp. 1–16
- S. Knights, *J. Power Sources* **127**, 127 (2004)
- N. Yousfi-Steiner, P. Moçotéguy, D. Candusso, D. Hissel, A. Hernandez, A. Aslanides, *J. Power Sources* **183**, 260 (2008)
- H. Li, Y. Tang, Z. Wang, Z. Shi, S. Wu, D. Song, J. Zhang, K. Fatih, J. Zhang, H. Wang, Z. Liu, R. Abouatallah, A. Mazza, *J. Power Sources* **178**, 103 (2008)
- Y. Park, J. Caton, *J. Power Sources* **179**, 584 (2008)
- B. Wahdame, D. Candusso, F. Harel, X. François, M.-C. Péra, D. Hissel, J.-M. Kauffmann, *J. Power Sources* **182**, 429 (2008)
- J. Ramousse, K.P. Adzakpa, Y. Dubé, K. Agbossou, M. Fournier, A. Poulin, M. Dostie, *J. Fuel Cell Sci. Technol.* **7**, 041006 (2010)
- E. Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, D. Candusso, F. Harel, C. Marchand, G. Coquery, *Eur. Phys. J. Appl. Phys.* **54**, 23412 (2011)
- J.P. Owejan, T.A. Trabold, D.L. Jacobson, D.R. Baker, D.S. Hussey, M. Arif, *Int. J. Heat Mass Trans.* **49**, 4721 (2006)
- N. Fouquet, C. Doulet, C. Nouillant, G. Dauphin-Tanguy, B. Ould-Bouamama, *J. Power Sources* **159**, 905 (2006)
- G. Mulder, F. Deridder, P. Coenen, D. Weyen, A. Martens, *Int. J. Hydrogen Energy* **33**, 5728 (2008)
- A. Hernandez, R. Outbib, D. Hissel, *J. Eur. Automated Syst.* **42**, 1225 (2008)
- G. Fontes, C. Turpin, S. Astier, A large signal dynamic circuit model of a H_2/O_2 PEM fuel cell: description, parameter identification and exploitation, in *Proc. of FDFC 2008, Nancy, France, 2008*
- J. Jang, H. Chiu, W. Yan, W. Sun, *J. Power Sources* **180**, 476 (2008)
- M. Hinaje, I. Sadli, J.-P. Martin, P. Thounthong, S. Raël, B. Davat, *Int. J. Hydrogen Energy* **34**, 2718 (2009)

23. J.-P. Poirot-Crouvezier, F. Roy, GENEPAC Project: Realization of a fuel cell stack prototype dedicated to the automotive application, in *WHEC, Lyon, France, 2006*, pp. 1–5
24. N. Guillet, S. Didierjean, A. Chenu, C. Bonnet, P. Carré, B. Wahdame, L. Dumercy, X. François, L. Girardot, F. Harel, D. Hissel, S. Besse, S. Boblet, V. Chaudron, A. De Bernardinis, G. Coquery, S. Escribano, N. Bardi, Scientific and Technological Progress Toward the Development of an 80kWe PEM Fuel Cell System for Transport Applications, in *EVS'07 23rd Electrical Vehicles Symposium, Anaheim, CA, USA, 2007*
25. C. Bonnet, S. Didierjean, N. Guillet, S. Besse, T. Colinart, P. Carré, J. Power Sources **182**, 441 (2008)
26. M. Miller, A. Bazylak, J. Power Sources **196**, 601 (2011)
27. A. De Bernardinis, M.-C. Péra, J. Garnier, D. Hissel, G. Coquery, J.-M. Kauffmann, Energy Convers. Manage. **49**, 2367 (2008)
28. W.-K. Lee, C.-H. Ho, J.W. Van Zee, M. Murthy, J. Power Sources **84**, 45 (1999)
29. J.J. Hwang, W.R. Chang, F.B. Weng, A. Su, C.K. Chen, Int. J. Hydrogen Energy **33**, 3801 (2008)
30. R. Montanini, G. Squadrito, G. Giacoppo, Experimental evaluation of the clamping pressure distribution in a PEM fuel cell using matrix-based piezoresistive thin-film sensors, in *XIX IMEKO World Congress Fundamental and Applied Metrology, Lisbon, 2009*
31. K. Strasser, in *Handbook of fuel cells* edited by W. Vielstich, A. Lamm, H.A. Gasteiger, vol. 4 (John Wiley & Sons, Chichester, UK, 2003), pp. 1202–1214
32. J. Schulte, System and method for bypassing failed stacks in a multiple stack fuel cell. *US Patent App. 20060127710*. Published on 15 June 2006
33. J. Ronne, R.C. Mihai, M. Shi, Fault management in a fuel cell-based system. *US Patent App. 7862947B2*. Published on 4 January 2011
34. D. Candusso, A. De Bernardinis, M.-C. Péra, F. Harel, X. François, D. Hissel, G. Coquery, J.-M. Kauffmann, Energy Convers. Manage. **49**, 880 (2008)
35. A. De Bernardinis, D. Candusso, F. Harel, X. François, G. Coquery, Energy Convers. Manage. **51**, 1044 (2010)
36. A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, Y. Miyazaki, J. Power Sources **130**, 42 (2004)
37. A. Taniguchi, T. Akita, K. Yasuda, Y. Miyazaki, Int. J. Hydrogen Energy **33**, 2323 (2008)
38. M. Gerard, J.-P. Poirot-Crouvezier, D. Hissel, M.-C. Péra, Int. J. Hydrogen Energy **35**, 12295 (2010)
39. A. De Bernardinis, D. Candusso, F. Harel, G. Coquery, Power Electronics Interface for an Hybrid PEMFC Generating System with Fault Management Strategies for Transportation, in *Proc. EPE 2009, Barcelona, Spain, 2009*
40. H. Tao, A. Kotsopoulos, J.L. Duarte, M.A.M. Hendrix, IEEE Trans. Power Electron. **23**, 771 (2008)
41. L. Wang, E.G. Collins, H. Li, IEEE Trans. Veh. Technol. **60**, 1419 (2011)
42. R.W.A.A. De Doncker, D.M. Divan, M.H. Kheraluwala, IEEE Trans. Ind. Appl. **27**, 63 (1991)
43. M.H. Kheraluwala, R.W. Gascoigne, D.M. Divan, E.D. Baumann, IEEE Trans. Ind. Appl. **28**, 1294 (1992)
44. H. Bai, C. Mi, IEEE Trans. Power Electron. **23**, 2905 (2008)
45. F. Krismer, S. Round, J.W. Kolar, Performance optimization of a high current dual active bridge with a wide operating voltage range, in *Proc. Power Electronics Specialists Conf., PESC'06, 2006*
46. S. Mariethoz, A. Rufer, Multisource DC-DC converter for the supply of hybrid multilevel converter, in *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conf., 41st IAS Annual Meeting, vol. 2, Tampa, FL, USA, 2006*, pp. 982–987
47. C. Zhao, S.D. Round, J.W. Kolar, IEEE Trans. Power Electron. **23**, 2443 (2008)
48. E. Frappé, A. De Bernardinis, O. Bethoux, C. Marchand, G. Coquery, A Soft-Switching Multisource DC-DC Converter for Segmented PEM Fuel Cell Power Management in Vehicle Application, in *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conf., Chicago, IL, USA, 2011*
49. O. Rallieres, J. Mulo, D. Hissel, C. Turpin, F. Harel, M.-C. Péra, G. Fontes, S. Astier, Impact des ondulations de courant générées par un convertisseur DC-DC boost sur une pile à combustible PEM, in *Proc. of Electrotechnique du Futur 2011, Belfort, France, 2011* [in French]
50. V. Croulard, G.-W. Baptiste, A. Durville, Double resonance electronic converter, *US Patent Application Publication, US 2003/0231514A1*, Publication date: 18 December 2003
51. M. Zainea, E. Godoy, H. Cormerais, J. Buisson, H. Guéguen, A double resonance generator simulation using a hybrid approach, in *Proc. EPE 2005 Conf., Dresden, Germany, 2005*
52. A. De Bernardinis, S. Butterbach, R. Lallemand, A. Jeunesse, G. Coquery, P. Aubin, Double resonant converter topology with fast switching semiconductors for lead-acid battery charger used in hybrid electric locomotive, in *IEEE Int. Symp. on Industrial Electronics, Gdańsk, Poland, 2011*, pp. 239–244
53. Y. Lembeye, V.D. Bang, G. Lefevre, J.-P. Ferrieux, IEEE Trans. Energy Convers. **24**, 203 (2009)
54. M. Nymand, M.A.E. Andersen, IEEE Trans. Ind. Electron. **57**, 505 (2010)
55. A. Vazquez, C. Aguilar, F. Canales, M. Ponce, Integrated power conditioner topology for fuel cell based power supply systems, in *Proc. of IEEE PESC'08, 2008*, pp. 223–229
56. 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, in *Power Electronics in Transportation, Dearborn, USA, 1998*, pp. 47–51
57. H. Benqassmi, J.-P. Ferrieux, J. Barbaroux, Current-source resonant converter in power factor correction, in *Proc. PESC'97. IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1997*, pp. 378–384
58. J.-F. Chen, R.-Y. Chen, T.-J. Liang, IEEE Trans. Power Electron. **23**, 379 (2008)
59. R.-Y. Chen, T.-J. Liang, J.-F. Chen, R.-L. Lin, K.-C. Tseng, IEEE Trans. Ind. Appl. **44**, 1218 (2008)
60. P. Špánik, I. Feño, G. Kácsor, I. Lokšeninec, Adv. Electr. Electron. Eng. Consulted online 10 February 2012 at <http://www.paytongroup.com/info/Planar%20trans..paper.pdf>
61. Tech. Datasheet IXFN230N20T, IXYS Corp., DS100134A (06/11)