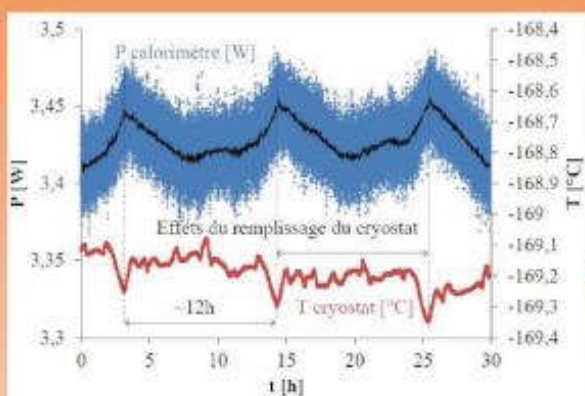
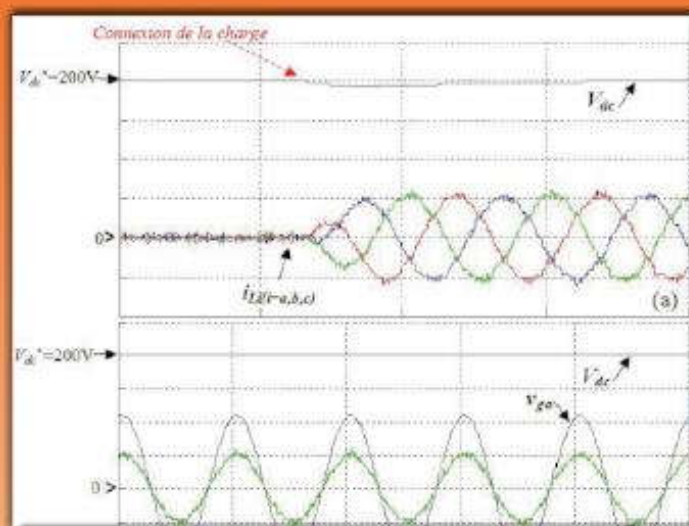
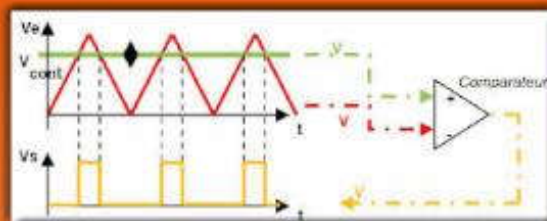
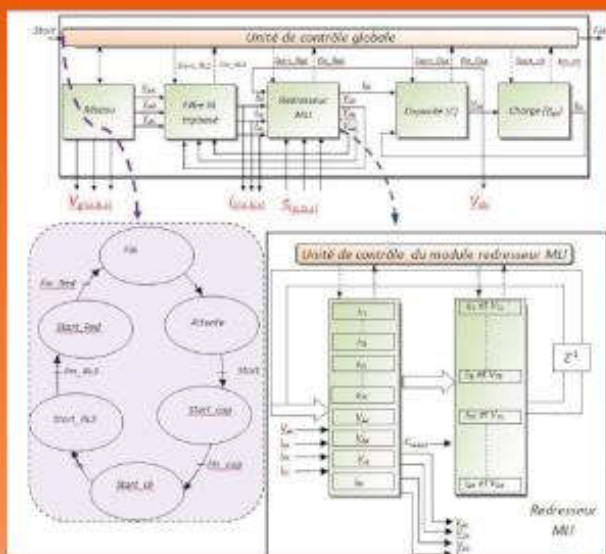


La Revue SEE

Ressource publiée sur Culture Sciences de l'Ingénieur : <https://eduscol.education.fr/sti/si-ens-paris-saclay>



Réglages
des
procédés

Publication trimestrielle du Cercle Thématique 13.01 de la SEE

ENSEIGNER L'ELECTROTECHNIQUE ET L'ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE



Société de l'Electricité, de l'Electronique
et des Technologies de l'Information
et de la Communication

technologie

sciences & techniques industrielles

REGARD D'ACTEUR
« LE SOUCI D'UN CURSUS
DE FORMATION COHÉRENT »

LES JEUNES ONT
ENVIE D'ENTREPRENDRE

L'INDUSTRIE 4.0 FAIT SON SHOW

PROJET PHOTO
FLASHER SUR UNE GOUTTE D'EAU
(PREMIÈRE PARTIE)

SUJET DE BAC ST2D : L'ORAL DE CONTRÔLE
LE CHARIOT DE GOLF

La pédagogie mixte en école d'ingénieurs

ABONNEZ-VOUS

ENSEIGNANTS DE SCIENCES ET TECHNIQUES INDUSTRIELLES ET DE TECHNOLOGIE, la revue *Technologie* vous propose des **outils pratiques et pédagogiques** pour vous accompagner au quotidien :

- Des dossiers thématiques
- Des fiches techniques
- Des textes richement illustrés

Chaque numéro est organisé en trois rubriques :

- **Techno sans frontière** : actualité de l'industrie, du métier d'enseignant et du monde éducatif
- **Forum des technologies** : approche scientifique, technicienne et prospective
- **Forum des pédagogies** : lieu d'échange de toutes les pratiques pédagogiques



CANOPÉ
EDITIONS

Information et commande :

- reseau-canope.fr
- Les Ateliers Canopé
[adresses sur reseau-canope.fr/nous-trouver]
- La librairie Canopé
13, rue du Four 75006 PARIS (métro Mabilton)
N° vert : 0800 008 212

RESEAU-CANOPE.FR
CANOPÉ

LE RÉSEAU DE CRÉATION
ET D'ACCOMPAGNEMENT PÉDAGOGIQUES

Plus de ressources et de services
reseau-canope.fr



SOCIÉTÉ de l'ÉLECTRICITÉ, de l'ÉLECTRONIQUE et des TECHNOLOGIES de l'INFORMATION et de la COMMUNICATION.

17, rue de l'Amiral Hamelin, PARIS 75783 CEDEX 16
Tél : 01 56 90 37 00 Fax : 01 56 90 37 19
site web : www.see.asso.fr

La Revue 3EI
publication trimestrielle
du Cercle Thématique 13-01
de la SEE

SEE, association reconnue d'utilité publique par le décret du 7 décembre 1886
Siret 785 393 232 00042, APE 9412 Z, n° d'identification FR 44 785 393 232

3EI : Enseigner l'Electrotechnique et l'Electronique Industrielle

La Revue 3EI, Édition SEE, 17 rue de l'Amiral Hamelin 75783 PARIS Cedex 16 Directeur de la publication François GERIN Président de la SEE Rédacteur en Chef Franck LE GALL Adresser les propositions d'article à : revue3ei.art@voila.fr Communication Mr Jacques Horvilleur communication@see.asso.fr 01 56 90 37 09 publicité au rapport Abonnement (4 numéros par an) Janvier, Avril, Juillet, Octobre 2015. tarifs TTC : (revue papier) <u>Individuel :</u> France et CEE.....40 € Pays hors CEE.....50 € <u>Collectivités</u> France et CEE.....57 € Pays hors CEE.....70 € Réalisation et impression Repro-Systèmes 23, rue de Verdun 77181 Le Pin Routage et Expédition Départ Presse ZI les Richardets 93966 Noisy le Grand Dépôt Légal : Avril 2015 Commission Paritaire 1217 G 78028 ISSN 1252-770X <th data-bbox="512 555 1398 1243">Sommaire du n° 80 Thème Réglages des procédés p. 2 <i>Éditorial,</i> p. 3 <i>Publications,</i> p. 7 <i>Les enjeux de la conception en phase d'esquisse pour les systèmes du génie électrique : illustration sur le cas des systèmes énergétiques pour les bâtiments</i> F. WURTZ¹, B. DELINCHANT¹, Xavier BRUNOTTE², Julien POUGET³, Dinh VAN BINH¹ ¹ G2elab GRENOBLE ² VESTA-SYSTEM GRENOBLE ³ SNCF I&R PARIS p. 15 <i>Les alternateurs : piliers du réglage de la fréquence sur les réseaux alternatifs</i> M. PETIT Centrale Supélec Département énergie GIF SUR YVETTE p. 22 <i>Amélioration de la qualité de l'énergie d'une éolienne à vitesse fixe en utilisant un STATCOM associé à des supercondensateurs</i> F. BENSMINE^{a,b}, S. TNANI^a, G. CHAMPENOIS^a, O. BACHELIER^a, E. MOUNI^b ^a Université de POITIERS, ^b Moteurs Leroy Somer ANGOULEME p. 28 <i>Stratégies de commande optimale d'une génératrice à aimants permanents à double stator appliquée à l'extraction d'énergie des courants marins</i> J. ZHANG, L. MOREAU, M. MACHMOUM Université de Nante s SAINT NAZAIRE p. 36 <i>Simulation temps-réel des systèmes électriques – Implantation sur cible FPGA du simulateur temps réel d'un redresseur MLI triphasé</i> M. DAGBAGI, L. IDKHAJINE, E. MONMASSON Université CERGY PONTOISE p. 43 <i>Séance d'Essais systèmes en BTS Electrotechnique sur le thème "Asservissement & LabView d'une MCC"</i> J-P ILARY, F LE GALL VERSAILLES</th>	Sommaire du n° 80 Thème Réglages des procédés p. 2 <i>Éditorial,</i> p. 3 <i>Publications,</i> p. 7 <i>Les enjeux de la conception en phase d'esquisse pour les systèmes du génie électrique : illustration sur le cas des systèmes énergétiques pour les bâtiments</i> F. WURTZ ¹ , B. DELINCHANT ¹ , Xavier BRUNOTTE ² , Julien POUGET ³ , Dinh VAN BINH ¹ ¹ G2elab GRENOBLE ² VESTA-SYSTEM GRENOBLE ³ SNCF I&R PARIS p. 15 <i>Les alternateurs : piliers du réglage de la fréquence sur les réseaux alternatifs</i> M. PETIT Centrale Supélec Département énergie GIF SUR YVETTE p. 22 <i>Amélioration de la qualité de l'énergie d'une éolienne à vitesse fixe en utilisant un STATCOM associé à des supercondensateurs</i> F. BENSMINE ^{a,b} , S. TNANI ^a , G. CHAMPENOIS ^a , O. BACHELIER ^a , E. MOUNI ^b ^a Université de POITIERS, ^b Moteurs Leroy Somer ANGOULEME p. 28 <i>Stratégies de commande optimale d'une génératrice à aimants permanents à double stator appliquée à l'extraction d'énergie des courants marins</i> J. ZHANG, L. MOREAU, M. MACHMOUM Université de Nante s SAINT NAZAIRE p. 36 <i>Simulation temps-réel des systèmes électriques – Implantation sur cible FPGA du simulateur temps réel d'un redresseur MLI triphasé</i> M. DAGBAGI, L. IDKHAJINE, E. MONMASSON Université CERGY PONTOISE p. 43 <i>Séance d'Essais systèmes en BTS Electrotechnique sur le thème "Asservissement & LabView d'une MCC"</i> J-P ILARY, F LE GALL VERSAILLES
	Hors Thème p. 47 <i>Optimisation de la masse d'un véhicule électrique à faible consommation (vélo, vélo-mobilité, voiture électrique).</i> A. SIVERT ⁽¹⁾ , F. BETIN ⁽¹⁾ , T. LEQUEU ⁽²⁾ , B. VACOSSIN ⁽¹⁾ ⁽¹⁾ IUT de l'Aisne SOISSONS ⁽²⁾ IUT de TOURS p. 57 <i>Détermination expérimentale des coefficients d'échange thermique en mode de convection naturelle: Application à une machine électrique intégrée dans son environnement</i> B. ASSAAD ² , G. FRIEDRICH ¹ , K. EL KADRI BENKARA ¹ , S. VIVIER ¹ , R. KHLISSA ¹ , A. MICHON ² ¹ LEC COMPIEGNE ² CETIM SENLIS p. 64 <i>Application de la calorimétrie I.R. à la mesure des pertes dans les systèmes et composants de puissance</i> E. OBAME ⁽¹⁾ , C. RIZET ⁽²⁾ , S. VIGHETTI ⁽²⁾ , O. GALLOT-LAVALLÉE ^(3/4) , F. AITKEN ^(3/4) ⁽¹⁾ Dpt. IEM, Gabon ; ⁽²⁾ SIREPE SAS, GRENOBLE ; ⁽³⁾ et ⁽⁴⁾ Université et CNRS GRENOBLE p. 70 <i>Etude expérimentale de la perte et la restauration du rémanent dans les génératrices asynchrones</i> N. ONDO, A. MOUKENGUE IMANO université de DOUALA CAMEROUN p. 75 <i>Identification et prédiction non intrusive de l'état des charges dans les bâtiments résidentiels à partir de mesures compteur à échantillonnage réduit</i> V. DEBUSSCHERE, K. BASU, S. BACHA G2elab GRENOBLE

Toute reproduction ou représentation intégrale ou partielle, par quelque procédé que ce soit, des pages publiées dans la présente édition, faite sans l'autorisation de l'éditeur est illicite et constitue une contrefaçon. Seules sont autorisées, d'une part, les reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective et, d'autre part, les analyses et courtes citations justifiées par le caractère scientifique ou d'information de l'œuvre dans laquelle elles sont incorporées. Toutefois des copies peuvent être utilisées avec l'autorisation de l'éditeur. Celle-ci pourra être obtenue auprès du Centre Français du Droit de Copie, 20, rue des Grands Augustins, 75006 Paris, auquel la Revue 3EI a donné mandat pour la représenter auprès des utilisateurs. (loi du 11 mars 1957, art.40 et 41 et Code Pénal art. 425).

La grande majorité des systèmes industriels modernes nécessitent la mise en œuvre de boucles d'asservissement, de régulation, ou plus généralement de systèmes d'optimisation. Il faut alors concevoir, réaliser puis tester pour obtenir les performances attendues dans le cahier des charges initial. Dans ce nouveau numéro de la revue 3EI, nous vous proposons d'explorer les différents aspects de ce thème que nous regroupons sous le titre de "Réglages des procédés".

L'article de M. Wurtz et de ses co-auteurs, qui ouvre le thème de ce numéro d'avril, expose "les enjeux de la conception en phase d'esquisse pour les systèmes du génie électrique" en se concentrant sur le cas des systèmes énergétiques pour les bâtiments.

Les réseaux électriques sont bien connus pour la précision exemplaire de la régulation de leur fréquence. M. Petit, nous propose un article sur "Les alternateurs : piliers du réglage de la fréquence sur les réseaux alternatifs". Il nous permet de bien comprendre que le maintien de la fréquence repose sur une régulation de la puissance mécanique transmise par les turbines aux alternateurs. L'article proposé par l'équipe de M. Bensmaine viendra utilement compléter le précédent, car il traite de "l'amélioration de la qualité de l'énergie d'une éolienne à vitesse fixe en utilisant un STATCOM associé à des supercondensateurs".

En ces jours où les grands médias relaient les scénarii de l'ADEME concernant la possibilité d'une production d'énergie électrique 100% renouvelable en France, l'article de M. Zhang et de ses collègues, qui traite des "Stratégies de commande optimale d'une génératrice à aimants permanents à double stator appliquée à l'extraction d'énergie des courants marins", viendra alimenter le débat sur le degré de maturité de ces énergies.

Autre aspect du réglage des procédés : la "Simulation temps-réel des systèmes électriques". Cette approche, qui permet d'optimiser le coût et le temps de développement, est bien illustrée par l'article de M. Dagbagi et de ses collaborateurs sur "Implantation sur cible FPGA du simulateur temps réel d'un redresseur MLI triphasé".

Enfin, l'article de M. Ilary et M. Le Gall, qui décrit une "séance d'Essais systèmes en BTS Electro-technique sur le thème "Asservissement & LabView d'une MCC"", permettra aux collègues qui veulent se lancer d'utiliser les moyens proposés par National Instruments pour une mise en œuvre simple d'un asservissement de vitesse avec des étudiants non spécialistes de la informatique industrielle.

La partie hors thème de ce numéro débute par l'étude très intéressante de l'équipe de M. Sivert sur "l'optimisation de la masse d'un véhicule électrique à faible consommation (vélo, vélo-mobilité, voiture électrique)".

Les deux articles suivants ont en commun de traiter de la thermique des systèmes électrotechniques. M. Assad nous décrit la "Détermination expérimentale des coefficients d'échange thermique en mode de convection naturelle dans le cas d'une application à une machine électrique intégrée dans son environnement" tandis que M. Obame nous détaille une méthode de "mesure des pertes dans les systèmes et composants de puissance" avec la calorimétrie I.R.

L'article de M. Ondo et de ses co-auteurs nous expose leur recherche sur "l'étude expérimentale de la perte et la restauration du rémanent dans les génératrices asynchrones". En effet, la dépendance de la magnétisation rémanente vis à vis des arrêts programmés ou non d'une génératrice asynchrone est mal connue. Cette étude est particulièrement intéressante dans le cas d'une génératrice asynchrone fonctionnant en mode isolé.

Enfin, M. Debusshere et son équipe nous exposent leurs travaux originaux, basés sur l'analyse statistique de données, sur "l'identification non intrusive des charges des bâtiments résidentiels à partir de mesures compteur à échantillonnage réduit" ainsi que la prédiction de leur état futur.

Bonne lecture.

Le Comité de Publication de la Revue 3EI

La Revue 3EI

Comité de publication

Hamid BEN AHMED

Arnaud BRUGIER

Jacques COURAULT

Jean FAUCHER

Gilles FELD

Jean-Philippe ILARY

Chérif LAROUCI

Marie-Michèle LE BIHAN

Franck LE GALL

Denis LABROUSSE

Pascal LOOS

Marc PETIT

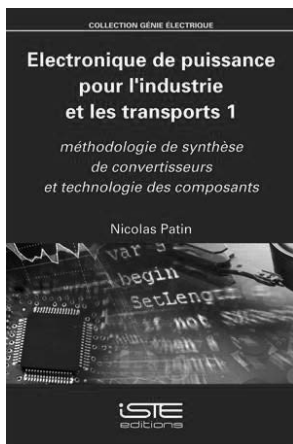
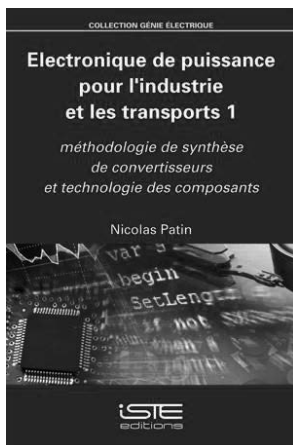
Sylvain PIETRANICO

Oviglio SALA

Jean-François SERGENT

Jean-Claude VANNIER

**Faites connaître notre revue !
Vous en assurez ainsi la pérennité.**



Electronique de puissance pour l'industrie et les transports

Nicolas PATIN

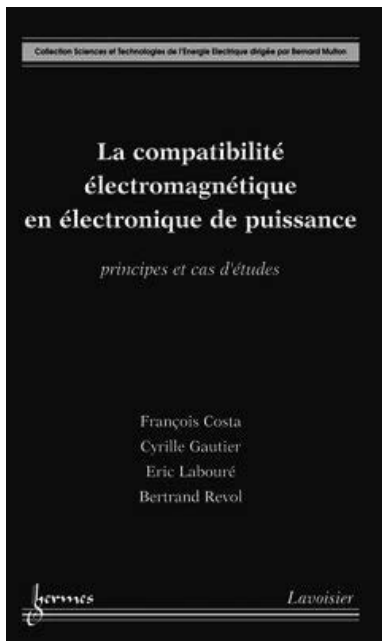
ISTE Editions

Ces 4 volumes traitent de l'électronique de puissance en balayant un large spectre d'applications et en présentant les aspects technologiques utiles à la conception de convertisseurs électroniques de puissance. En effet, le premier volume traite non seulement des aspects théoriques de la synthèse de convertisseur sur la base des règles d'interconnexion de sources et de leurs réversibilités pour choisir les interrupteurs électroniques adaptés (transistors, diodes, thyristors, triacs, etc...) mais il aborde aussi la technologie des composants (packaging, refroidissement), les composants passifs (condensateurs et circuits magnétiques), les circuits annexes (drivers, circuits d'aide à la commutation, écrêteurs) ainsi que la technologie et les règles de conception des circuits imprimés (largeurs de piste, isolation). Sur cette base d'outils théoriques et technologiques, l'ensemble des catégories de convertisseurs (DC/DC, DC/AC, AC/DC et AC/AC) sont abordés dans le volume 2 en étudiant leur comportement ainsi qu'en s'intéressant à leur commande (par exemple la MLI vectorielle pour les onduleurs triphasés). L'aspect concret de la conception de convertisseurs est également présente dans ce volume avec l'étude de cas d'un variateur de vitesse industriel. Cette approche est conservée dans le volume 3 qui s'attache à l'étude des alimentations à découpage (non isolées et isolées) en présentant la conception complète de la partie « puissance » d'une alimentation Flyback. Des aspects utiles au contrôle sont également présentés avec la modélisation sous forme de fonctions de transfert des alimentations à découpage en régimes de fonctionnement continu et discontinu. Un chapitre est par ailleurs consacré dans ce volume au principe de la commutation douce au travers d'un exemple particulier de convertisseur à résonance. Le quatrième volume est quant à lui dédié à la compatibilité électromagnétique (CEM) sous un angle plus théorique en dressant tout d'abord un panorama des sources de perturbations couramment rencontrées en électronique (en particulier en électronique de puissance), introduire le vocabulaire de la CEM ainsi que l'aspect normatif de cette discipline. Une partie de ce chapitre est également consacré à l'analyse spectrale des signaux MLI et notamment des profils de commutation au travers d'un outil mal connu des électroniciens de puissance : l'inégalité d'Heisenberg-Gabor.

Ensuite, les mécanismes de transmission des perturbations sont développés au travers de deux chapitres les scindant du point de vue de leur modélisation, soit à constantes localisées (couplages représentés par des schémas électriques classiques) soit à constantes réparties (lignes de transmission, antennes/rayonnement). L'aspect dimensionnel des circuits étudiés au regard de la fréquences des perturbations est ainsi mis en avant afin d'identifier la bonne démarche d'étude et de modélisation des phénomènes.

Les quatre volumes sont disponibles au format papier ainsi que sous la forme de e-books au format PDF sur le site web de l'éditeur. Une version anglaise est également en cours de préparation et devrait paraître prochainement.

Nicolas Patin



La compatibilité électromagnétique en électronique de puissance : Principes et cas d'études

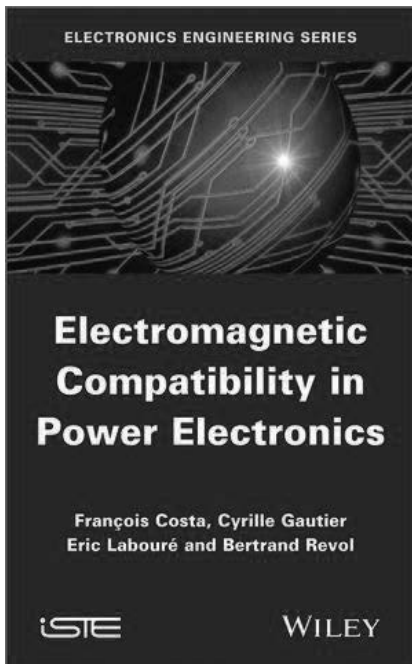
François COSTA, Cyrille GAUTIER, Éric LABOURÉ,
Bertrand REVOL *Editions Hermès Lavoisier*

La demande croissante d'énergie électrique dans les transports terrestre et aérien conduit à utiliser massivement des équipements basés sur l'électronique de puissance.

Les progrès sur les semiconducteurs de puissance, technologie au cœur de ces dispositifs, permettent d'accroître fortement leur densité volumique d'énergie avec un excellent rendement. Toutefois, la forte dissémination de ces techniques, la montée en fréquence et en vitesse de commutation des semi conducteurs conduisent à une augmentation importante de la pollution électromagnétique qu'ils produisent.

Les phénomènes de compatibilité électromagnétique en électronique de puissance sont traités et illustrés par des cas concrets issus des applications industrielles. Partant du concept de cellule de commutation, les émissions de perturbations électromagnétiques sont expliquées, modélisées, puis l'approche est généralisée pour des systèmes plus complexes.

Enfin, les moyens spécifiques de réduction des phénomènes parasites sont exposés, plus particulièrement les aspects liés à l'électronique de puissance, au filtrage et au blindage.



Electromagnetic Compatibility in Power Electronics

François Costa, Eric Laboure, Bertrand Revol

Description:

Scientists largely attribute the recent deterioration of the electromagnetic environment to power electronics. This realization has spurred the study of methodical approaches to electromagnetic compatibility designs as explored in this text. The book addresses major challenges, such as handling numerous parameters vital to predicting electro magnetic effects and achieving compliance with line-harmonics norms, while proposing potential solutions.

Table of Contents:

Chapter 1. Phenomena of Perturbation in Electrical Systems

Chapter 2. Fundamental Principles

Chapter 3. EMC of Complex Electrical Energy Conversion Systems: Electromagnetic Actuators

Chapter 4. Concrete Study of Solutions for the Reduction of Electromagnetic Perturbations



Régulation industrielle

Outils de modélisation, méthodes et architectures de commande

Emmanuel Godoy

DUNOD/L'Usine Nouvelle

Cet ouvrage présente les outils de modélisation et d'analyse, ainsi que les méthodes et les architectures de commande qui sont utilisés dans les systèmes de régulation :

La première partie introduit les outils mathématiques permettant de modéliser et d'analyser les signaux et les systèmes mis en jeu dans les chaînes de régulation.

La deuxième partie propose un ensemble de méthodes et de structures de commande.

La troisième partie, plus appliquée, aborde les éléments constitutifs d'une chaîne de régulation (convertisseurs, capteurs, etc.) et les matériels de contrôle-commande.

Cette deuxième édition s'enrichit de compléments sur l'analyse des systèmes non linéaires.

Contenu de l'ouvrage: Représentation des signaux et systèmes à temps continu et à temps discret. Méthodes et structures de commande. Modélisation de convertisseurs de l'électronique de puissance. Capteurs. Systèmes de contrôle commande. Méthodes de commande : comparaison et critères de choix.



Le carnet du régleur

Mesures et régulation

Jean-Marie Valance, Michel Feuillent, Jacques Guinet, Bernard Poussery

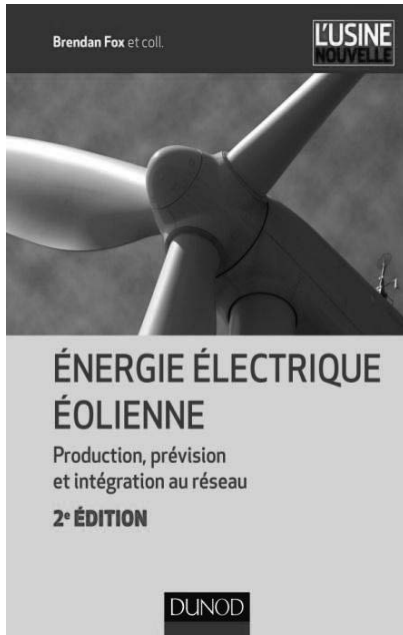
collection EEA DUNOD

Cet ouvrage s'adresse aux professionnels et aux étudiants de la régulation et de la mesure dans l'industrie. Il sera utile à toute personne confrontée aux besoins de connaissances dans ce domaine.

Ouvrage de référence dans le domaine des mesures et de la régulation, Le carnet du régleur décrit point par point les étapes qui constituent une chaîne de régulation :

- *Mesurer une grandeur physique pour obtenir des informations sur l'état d'un procédé ;*
- *Transférer et traiter l'information ;*
- *Contrôler vannes ou actionneurs pour agir sur le procédé et modifier son état ;*
- *Comparer la valeur de la grandeur mesurée à la valeur souhaitée.*

En annexes sont regroupés tableaux de données et résultats mathématiques fondamentaux. Cette nouvelle édition mise à jour s'enrichit de sections sur la métrologie, la sécurité instrumentée et le SIL (Safety Integrity Levels) ainsi que sur les ATEX (atmosphères explosives).



Énergie électrique éolienne

Production, prévision et intégration au réseau

Brendan Fox

Dunod/ L'Usine Nouvelle

Depuis quelques années la production d'électricité d'origine éolienne croît rapidement en France. L'une des caractéristiques de cette source d'énergie est qu'elle est difficile à planifier.

L'objectif de ce livre est précisément de poser les problèmes et de donner un état de l'art des solutions pour intégrer l'énergie éolienne au réseau national en complément avec les autres sources d'électricité (nucléaire, thermique...).

Les auteurs rassemblent ici une solide culture générale sur la génération d'énergie éolienne, sur le raccordement aux réseaux des opérateurs et sur le marché européen de l'électricité.

Cette deuxième édition rend compte de la tendance vers un développement de parcs éoliens offshore, et actualise les chiffres concernant ce mode de production d'énergie. Elle comporte également des adaptations au marché français.



Le comptage de l'énergie

Amélioration de la performance énergétique dans l'industrie

ADEME

Technique et Ingénierie, DUNOD

Cet ouvrage propose une méthodologie et les éléments techniques nécessaires pour réussir une démarche de comptage de l'énergie dans l'entreprise, élément incontournable pour améliorer la performance énergétique, réduire la dépense énergétique, et au final, renforcer la compétitivité. Il permet :

- *d'établir l'intérêt du comptage de l'énergie, notamment au regard de la norme NF EN ISO 50 001 sur le management de l'énergie ;*
- *d'obtenir les clés méthodologiques de mise en oeuvre, d'exploitation et de suivi d'un plan de comptage de l'énergie ;*
- *d'apprendre à mesurer les consommations d'énergie, avec les notions essentielles à connaître en métrologie ;*
- *de disposer d'un descriptif technique de la mesure des consommations selon les différents types d'énergie.*

Cet ouvrage constitue un outil opérationnel indispensable pour les personnes en charge de l'énergie dans l'entreprise et une référence complémentaire pour les bureaux d'études spécialisés.

Les enjeux de la conception en phase d'esquisse pour les systèmes du génie électrique : illustration sur le cas des systèmes énergétiques pour les bâtiments

F. WURTZ¹, B. DELINCHANT¹, Xavier BRUNOTTE², Julien POUGET³, Dinh VAN BINH¹

¹G2elab : Laboratoire de génie électrique de Grenoble, ENSE3 : 961, Rue de la Houille Blanche, BP 46, 38402 Saint Martin d'Hères

²VESTA-SYSTEM: 22, avenue Doyen Louis Weil, 38000 Grenoble

³SNCF : Innovation & Recherche, 40, avenue des Terroirs de France, 75611 Paris Cedex 12

Résumé : Ce papier propose de donner un statut, et un outil, aux phases de conception initiale, dans lesquelles les caractéristiques principales du système énergétique utilisant l'énergie électrique doivent être esquissées. Nous proposons ainsi, d'utiliser un type de modèle adapté (modèle macroscopique et statique basé sur des bilans énergétiques et financiers). Ces modèles sont réalisés à l'échelle des composants du système et ils comportent des équations et des contraintes, qui sont ensuite composées à l'échelle du système, via des ports énergétiques et financiers. Il en résulte un modèle qui peut dès lors, être utilisé par des techniques d'optimisation. Cela permet de fournir un dimensionnement global et simultané des caractéristiques du système (taille et dimension des systèmes énergétiques) tout en esquissant une stratégie de gestion optimale sur des cycles de fonctionnement type. La fonction objectif est un coût global du système intégrant les coûts d'investissement, de maintenance et d'exploitation. Cette approche est illustrée sur un exemple de gare, représentatif à la fois des enjeux de la filière bâtiment, mais aussi représentatif de cette problématique de conception générique des systèmes hybrides comportant des sources, des charges et des moyens de stockage, auquel le génie électrique est de plus en plus confronté via des applications dans les transports terrestres, aéronautiques, le smart-building, le smart-grid, ...

Mots-clés : conception, dimensionnement optimisation, esquisse énergétique, approche système, stockage, système hybrides, conception intégrée taille des systèmes & stratégie de supervision

1. Introduction de la notion d'esquisse énergétique pour le bâtiment : définition conceptuelle et proposition d'un type d'outil ad'hoc

On se propose d'introduire un concept innovant d'esquisse énergétique. Il s'agit d'un concept équivalent à ce qui peut exister en architecture ou en design [HAU-01], mais focalisé sur l'aspect énergétique. On propose, pour instrumenter cette phase, de définir un concept d'outil d'esquisse énergétique utilisant:

- des approches d'optimisation comme aide à la décision
- des modèles d'esquisse énergétique, qui doivent être d'une nature (hypothèses et niveaux de modélisations) et qui doivent porter des informations (comme des contraintes) compatibles avec l'objectif d'esquisse.

On illustrera ainsi comment ce type d'outil et d'approche permet d'« esquisser » simultanément les caractéristiques principales du système énergétique et la stratégie optimale de gestion énergétique. Ce concept et ce type d'outil ont été imaginés et appliqués ici pour des gares à énergie positive, mais les concepts et outils proposés s'avèrent être génériques et utilisables pour système ayant vocation à utiliser de l'énergie électrique.

2. L'esquisse énergétique : un concept générique mis en relief dans le contexte de la conception des systèmes bâtiments

Si le concept d'esquisse énergétique est général aux systèmes hybrides que l'on peut rencontrer en génie électrique, nous nous proposons néanmoins d'en montrer l'importance dans ce papier en s'appuyant sur les enjeux et la conception des systèmes bâtiments.

Ce n'est sans doute pas un hasard non plus, si cette notion d'esquisse énergétique a été formalisée dans notre groupe de recherche dans la thématique bâtiment, tant il est vrai que dans cette filière, la notion d'esquisse est valorisée, en faisant en particulier la noblesse du métier d'architecte. Or nous comptons montrer que cette mise en valeur doit dépasser la simple filière bâtiment et concerner tous les domaines de la conception en général, et celle des systèmes énergétiques en particulier.

3. Importance, place et rôle de la phase d'esquisse dans le processus de conception

Les phases d'esquisses sont les phases du processus de conception qui font partie des phases préliminaires. Les études théoriques sur l'activité de conception [VIS-04] montrent que, si ces phases préliminaires ne représentent qu'un faible coût (5% du coût des projets), elles sont

pour autant fondamentales, car on y prend les décisions qui figent 75% des coûts totaux du projet. Il est donc important d'y d'explorer le maximum de possibilités, avec des outils de modélisation et d'aide à la décision pertinents, afin de fixer les bons choix dès les phases initiales, et en intégrant au plus tôt des aspects habituellement décidés très tard dans le cycle de conception des produits, comme la stratégie de gestion optimale.

Importance phase esquisse	<ul style="list-style-type: none"> • L'importance fondamentale des phases de pré-dimensionnement et d'études de faisabilité dans le processus de conception • 5% du coût mais 75% des impacts
Place phase esquisse	<ul style="list-style-type: none"> • Phase d'avant projet • Réponse aux appels d'offre • Formulation des besoins • Aide au choix des structures

Figure 1 : importance, place de l'esquisse dans les processus de conception

Illustration de cette importance dans la filière bâtiment

l'exemple de la filière bâtiment est particulièrement percutant pour comprendre les enjeux et la complexité relatifs à cette phase d'esquisse, dès lors qu'on rappelle :

- qu'un bâtiment est un investissement lourd
- réalisé pour du long terme (un bâtiment doit durer plus de 30 ans)
- que dès les phases d'esquisses, il conviendrait :
 - de ne pas se tromper dans la multiplicité des choix de conception possibles sur par exemple les choix de systèmes de production énergétique (pv, co-générateurs, chaudière gaz, chaudière bois, ...)
 - d'avoir une vue globale du coût de type analyse de cycle de vie incluant l'investissement initial, les coûts d'exploitation et de maintenance, et si possible de démantèlement
 - en gérant toutes les incertitudes liées à l'évolution des coûts des technologies et de l'énergie
- ce d'autant plus que la filière bâtiment représente 42% de l'énergie primaire consommée en France et 64% de la consommation d'électricité [peu].

il convient donc d'être efficace au plus tôt et dès les phases d'esquisse vu le poids économique, énergétique et environnemental de cette filière

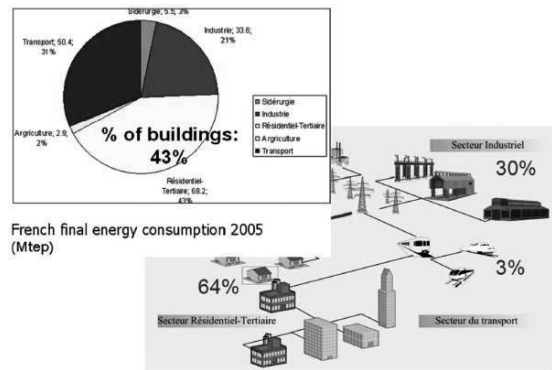


Figure 2 : le poids énergétique du bâtiment [PEU].

4. Les difficultés et verrous liés à la phase d'esquisse

On insistera aussi sur la difficulté de la phase d'esquisse expliquant sans doute pourquoi cette phase est certainement pour le moment peu, ou pas instrumentée avec des outils et des concepts efficaces. Ceci est certainement dû à des difficultés fondamentales inhérentes à cette phase : le système n'est pas encore descriptible et connu dans ses détails, il est juste esquissé, il faut néanmoins s'appuyer et définir des outils et des modèles de calcul. Par ailleurs, la montée en efficacité dans cette phase du processus de conception nécessite de franchir les verrous, d'une prise en compte dès les phases initiales du processus de conception :

- d'un maximum de paramètres et de contraintes,
- d'un maximum de composants,
- avec une vue « système et couplée » qui s'illustre à titre d'exemple dans la filière bâtiment par la volonté de concevoir au plus tôt simultanément l'enveloppe + les systèmes énergétiques + la stratégie de pilotage.

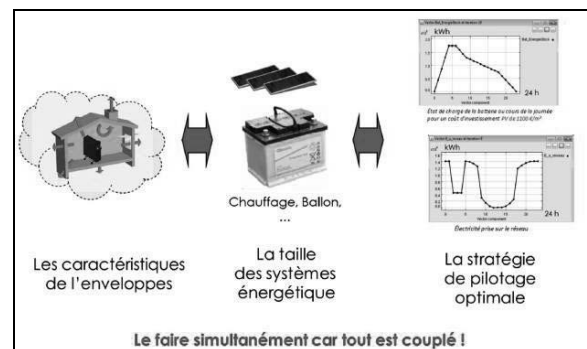


Figure 3 : Verrou de la phase esquisse : concevoir au plus tôt avec une vue « système et couplée »

5. Introduction d'un type « modèle d'esquisse énergétique » pour les composants du système

Pour cette phase d'esquisse énergétique, nous proposons d'introduire pour chaque composant du système, un type de modèle dédié à l'optimisation énergétique qui comporte une dimension physique, avec pour chaque composant des équations reliant les principales dimensions physiques aux performances énergétiques et

flux énergétiques (pour l'énergie électrique, l'énergie thermique, ...). Ceci est réalisé par des modèles analytiques et statiques. Il n'est pas utile et pertinent, dans cette phase d'esquisse, de lancer des outils de simulation fine car : le système et les composants ne sont pas encore connus finement, il existe un besoin d'estimation rapide pour explorer le maximum de combinaisons et de possibilités. Il s'agit aussi d'introduire une dimension économique en estimant le coût économique sur la durée de vie prévue pour le composant qui sera la somme des coûts d'investissement et des coûts d'exploitation (ce qui est une manière d'esquisser un calcul d'Analyse de Cycle de Vie, même si le démantèlement n'est pas intégré, et doit plutôt faire l'objet d'ACV ultérieures [DEB97] sans doute dans une phase plus avancée du processus de conception).

Dans ce but, chaque composant possible du système doit fournir des équations pour calculer : les coûts d'investissement, les coûts d'exploitation et des contraintes qui peuvent porter sur : la taille des équipements (cf. la taille du panneaux solaire qui doit rester inférieure à une surface max qui est typiquement la surface du toit), le fonctionnement des équipements (cf. l'état de charge de la batterie qui doit rester inférieur à la capacité max de la batterie), des ports qui doivent permettre la composition à l'échelle du système au niveau des flux énergétiques et économiques.

Exemple d'un modèle de batterie dédié à l'esquisse énergétique

La figure 4 illustre la structure d'un tel modèle pour l'exemple d'une batterie électrique. Nous allons détailler les équations et contraintes définies, avec les hypothèses associées, de sorte à avoir un modèle permettant le dimensionnement de cette batterie en phase d'esquisse, et la détermination de la stratégie optimale de gestion de cette batterie sur 1 journée de 24h discrétisée par pas de 1H (ce qu'on appellera par la suite un cycle).

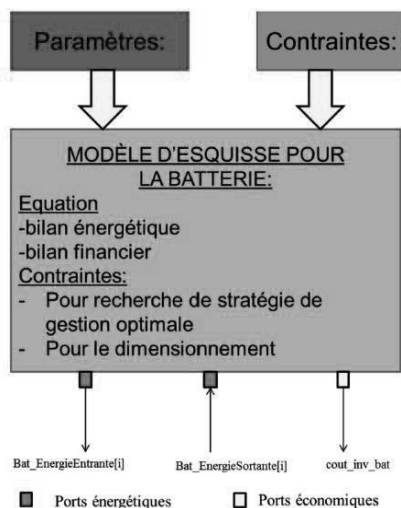


Figure 4 : Structure des modèles de composants réalisés pour un outil d'esquisse énergétique

Équations du modèle d'esquisse de la batterie

Calcul de l'état de charge de la batterie - bilan énergétique du composant batterie – connexion au port énergétique du système

On détermine à chaque heure l'état de charge de la batterie (en W) en fonction de l'état de charge à l'heure précédente et du bilan de puissance entrée-sortie de la batterie modulé par son rendement. Il s'agit typiquement d'une équation de bilan d'énergie typique de celle que l'on peut trouver dans les modèles d'esquisses que nous avons développés :

$$[eqbat1] : \text{Pour } i \in C[0;23] : \\ \text{Bat_EnergieStockee}[i+1] = \text{Bat_EnergieStockee}[i] \\ + \text{Bat_EnergieEntrante}[i] * \text{Rendement_convertisseur} \\ - \text{Bat_EnergieSortante}[i] / \text{Rendement_convertisseur}$$

C'est par cette équation que la batterie est énergétiquement reliée au système électrique, à chaque pas horaire du cycle, par les ports Bat_EnergieEntrante[i] et Bat_EnergieSortante[i]

Calcul du bilan et du coût financier de la batterie - connexion aux ports économiques du système

On va supposer que le coût de la batterie (investissement + maintenance) dépend proportionnellement de la puissance qui en est extrait sur le nombre de cycle que l'on va considérer : c'est un exemple typiquement de modèle ad'hoc en phase d'esquisse, offrant un juste compromis qui ne soit ni trop fin, ni trop grossier. On fait donc la somme heure par heure des puissances sortantes. On multiplie ensuite par le nombre de jour de l'étude (le nombre de cycle) et par le coefficient de proportionnalité permettant d'aboutir au prix final.

$$[eqbat2] : \text{Pour } i \in C[0;23] : \text{Interne_Qe} = \text{NbCycle} * \sum \\ \text{Bat_EnergieSortante}[i] \\ [eqbat3] : \text{cout_inv_bat} = \text{Interne_Qe} * c_inv_bat$$

On introduit ainsi la dimensionnement économique et financière. Chaque composant du système doit ainsi renvoyer des informations relatifs à son coût d'investissement et à son coût d'exploitation, constituant les ports économiques que ces composants doivent offrir pour pouvoir calculer un coût d'investissement et d'exploitation global à l'échelle du système. Ici le port économique est couv_inv_bat intégrant le coût d'investissement et d'exploitation pour la batterie.

Contraintes du modèle d'esquisse de la batterie

Le modèle est destiné à être utilisé avec un algorithme d'optimisation, qui aura pour objectif de chercher simultanément un dimensionnement de la batterie et une stratégie de gestion optimale sur cycle de fonctionnement (stratégie de pilotage). Il est en résulte que le modèle doit comporter, en plus des équations précédentes de bilan énergétique et financier, des contraintes liées à la recherche de la stratégie de pilotage optimale et au dimensionnement optimal.

Contraintes liées à la recherche de la stratégie de gestion optimale

Contrainte à annuler pour trouver l'état de charge initial optimal de la batterie

On définit en fait ici un ensemble d'une équation et d'une contrainte permettant de faire le lien entre les états de charge de la batterie aux heures 0 et 23 :

$$\begin{aligned}
 & [eqbat4] : \\
 & Bat_EnergieStockee_Annuler = Bat_EnergieStockee[0] \\
 & \quad - Bat_EnergieStockee[23] \\
 & \quad + Bat_EnergieEntrante[23] * Rendement_convertisseur \\
 & \quad - Bat_EnergieSortante[23] / Rendement_convertisseur
 \end{aligned}$$

On associera donc à cette équation la contrainte :

$$[cbat1] : Bat_EnergieStockee_Annuler = 0$$

Cet ensemble équation + contrainte impose ainsi à l'optimiseur de trouver une stratégie de pilotage de la batterie sur un jour de fonctionnement avec une condition de cyclicité, permettant typiquement de reproduire le cycle de fonctionnement sur un grand nombre de jours. On pourra ainsi supposer qu'il peut y avoir dans l'année N cycles de fonctionnement identiques, avec typiquement N=4 pour un cycle printemps + cycle été + cycle automne + cycle hiver. Ces cycles seront reproduits le nombre de fois nécessaires pour couvrir une année typique.

Contraintes limitant la puissance extraite/injectée dans la batterie

Ces contraintes font partie des contraintes de fonctionnement classiques d'une batterie :

$$\begin{aligned}
 & [cbat2] : \text{Pour } i \in [0;23] : \\
 & 0 < Bat_EnergieEntrante[i] < 2000 \text{ kW} \\
 & [cbat3] : \text{Pour } i \in [0;23] : \\
 & 0 < Bat_EnergieSortante[i] < 2000 \text{ kW}
 \end{aligned}$$

Cette puissance est ici à titre d'exemple limitée à 2000 kW, mais au lieu d'avoir une valeur fixe, on peut définir un paramètre qui peut être introduit dans la liste des paramètres du tableau 1.

Contraintes liant le dimensionnement de la batterie et le cycle de fonctionnement optimal

Contraintes imposant que l'état de charge de la batterie soit inférieur à sa capacité

Il s'agit de la contrainte suivante :

$$[cbat4] : 0 < Bat_EnergieStockee[i] < Bat_Capacite$$

La prise en compte de cette contrainte par l'algorithme d'optimisation va permettre de lier la recherche de taille optimale de la batterie (Bat_Capacite) à la recherche du cycle optimal de gestion de celle-ci (définie par Bat_EnergieStockee[i], elle-même liée à Bat_EnergieEntrante[i] et Bat_EnergieSortante[i] via [eqbat1]).

Le tableau 1 donne les paramètres définis pour le modèle de batteries (ce sont des variables constantes au cours d'une optimisation, mais qui peuvent varier d'une

optimisation à l'autre), tandis que le tableau 2 donne la liste des variables d'optimisation.

Tableau 1: Paramètres du modèle de batterie

Description des paramètres	Nom du paramètre	Unité
Rendement du convertisseur	Rendement_convertisseur	[-]
Coût de la batterie	c_inv_bat	[€/Wh]
Contrainte à annuler pour assurer gestion cyclique de la batterie	Bat_EnergieStockee_Annuler	[-]
Nombre de cycles	NbCycles	[-]

Tableau 2: Variables d'optimisation du modèle de batterie.

Description des variables	Nom de la variable	Unité
État de charge de la batterie	Bat_EnergieStockee[i]	[Wh]
Energie entrante dans la batterie	Bat_EnergieEntrante[i]	[Wh]
Energie entrante dans la batterie	Bat_EnergieSortante[i]	[Wh]
Capacité de la batterie	Bat_capacite	[W]
Quantité d'énergie qui sort de la batterie sur le nombre de cycles	Qe	[Wh]
Coût d'investissement de la batterie pour une année	cout_inv_bat	[€]

6. Composition des « modèles d'esquisses énergétiques » : génération des équations et des contraintes de dimensionnement et de fonctionnement à l'échelle du système

Ces modèles sont ensuite composés pour le modèle d'esquisse de l'ensemble comme cela est illustré sur la figure 4 : les modèles sont composés via les ports énergétiques et économiques. Cette composition permet à l'échelle du système global, non seulement la composition des équations, mais aussi des contraintes.

7. Emploi de techniques d'optimisation

Ici l'optimisation ne doit pas être considérée comme un outil qui doit permettre de trouver LA solution optimale, mais plutôt comme un outil d'aide à la décision, assisté par l'optimisation, afin que le concepteur soit essentiellement et principalement à même de se construire une conviction en répondant typiquement à des questions telles:

Quelle est la bonne topologie du système ?,

Est-ce que le problème est bien posé ?

Est-ce-que les équations et les contraintes sont correctes cohérentes et plausibles ?,

ceci en ayant la possibilité de mener des études d'alternatives et de scénarios en testant des hypothèses sur l'évolution des coûts d'énergie, des coûts des technologies, ...

Dans notre cas, les algorithmes d'optimisation déterministes (type gradient type SQP [POW-85], ou MILP [HA-10]) sont privilégiés pour leur rapidité de convergence (il est primordial d'itérer rapidement) et leur capacité à gérer un grand nombre de paramètres et de contraintes dont on montrera que c'est une caractéristique des modèles d'esquisses tels que nous les établissons ici.

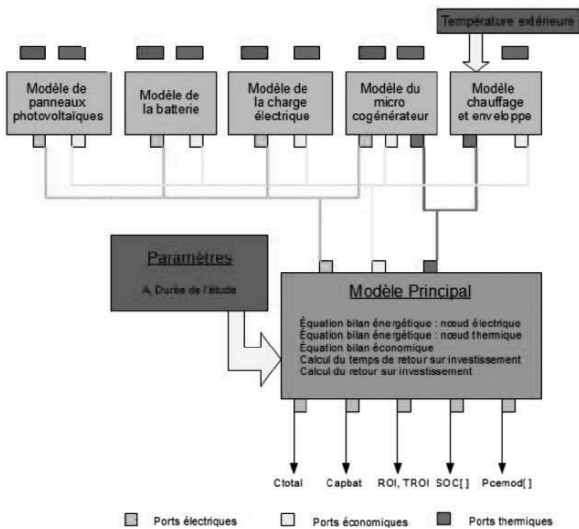


Figure 5 : Composition des modèles (équations + contraintes) à l'échelle du système via les ports (énergétiques et financiers)

8. L'exemple considère: dimensionnement simultané de l'enveloppe + la taille des systèmes énergétiques + la stratégie de supervision optimale

L'exemple qui sera présente a été construit pour un bâtiment type gare pouvant être équipé de systèmes énergétiques tels que des panneaux solaires, des cogénérateurs, des batteries, ... Il possède un réseau thermique de chauffage et il est connecté au réseau électrique avec une courbe de charge électrique pouvant comporter des capacités de report.

Le modèle et l'application ont été développés dans le framework CADES initialement développé au G2ELAB [DEL-07] et industrialisé à présent par Vesta-system (cf. <http://www.cades-solutions.com>).

Ceci a permis de réaliser l'outil d'optimisation en phase d'esquisse qui est visualisé sur la figure 6 selon le processus détaillé sur la figure 7°:

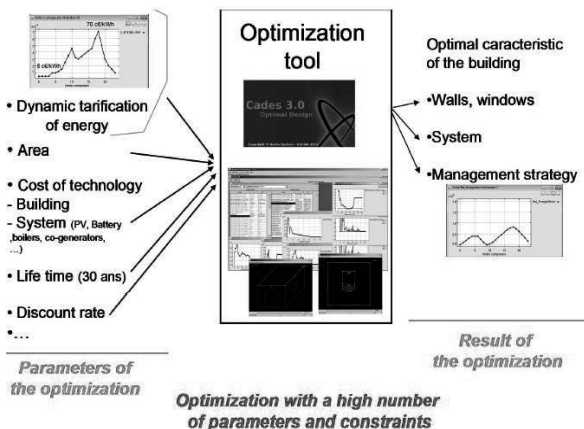


Figure 6 : Outil pour la phase d'esquisse énergétique réalisant permettant le dimensionnement simultané du bâtiment, de la taille des systèmes énergétiques et de la stratégie de supervision

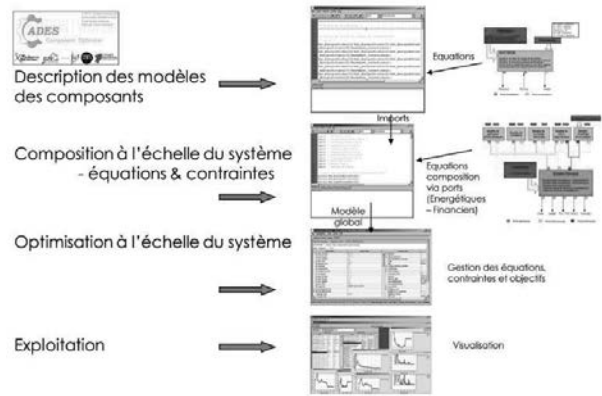


Figure 7 : Processus de construction et d'utilisation de l'outil d'optimisation dans la phase d'esquisse

9. L'optimisation système en phase d'esquisse : des optimisations de grande taille avec un grand nombre de paramètres et de contraintes

L'une des caractéristiques des problèmes d'esquisses ainsi formulés, est qu'ils se caractérisent très vite par un grand nombre de variables et de contraintes. Ceci résulte du fait de vouloir réaliser, au plus tôt dans le processus de conception les objectifs suivants :

- Optimiser simultanément tous les composants du système : ici l'enveloppe thermique, la taille des PV, des co-générateurs, des batteries, des systèmes de chauffages qui peuvent combiner du fuel, du gaz, ... Soit $NbComp$ ce nombre de composants.
- En optimisant y compris la stratégie de pilotage optimale, ce qui signifie discrétiser chaque cycle de fonctionnement pour chaque composant. Soit $NbCycle$ le nombre de cycles considérés et $NbvarCycle$ le nombre de variables considéré sur chaque cycle de fonctionnement.

Si typiquement $NbComp = 10$, $NbCycle = 4$, $Nbvarcycle = 25$, on arrive aisément à un nombre de variables d'optimisation de : $10 \times 4 \times 25 = 1000$, sachant que chaque variable peut-être soumise à plusieurs contraintes, et donc il faudra gérer simultanément plusieurs milliers de contraintes.

A titre d'exemple, dans le problème de gare qui fait l'objet de ce papier, le modèle d'optimisation du système peut compter jusqu'à 366 variables d'entrées et 190 variables de sorties qui peuvent chacune se voir poser des contraintes d'égalités ou d'inégalités.

Cette taille de problème implique d'utiliser des algorithmes déterministes de type MILP ou SQP qui sont aptes à gérer un si grand nombre de contraintes et de paramètres en un temps de réponse rapide (le temps étant un paramètre important en phase d'esquisse ou le concepteur se doit de multiplier les essais et les esquisses). Une hybridation avec des algorithmes stochastiques peut toutefois être considérée, en cas de présence de problèmes de convergence dépendant du point du départ (pour des algorithmes de types SQP), ou en cas de problèmes comportant des optima locaux, mais

la convergence finale ne peut être assurée que par un algorithme déterministe assurant dans tous les cas une gestion fine des contraintes malgré leur grand nombre.

10. Description d'études et de résultats que peut produire l'outil d'esquisse énergétique proposé

On montre ici des études et des analyses qui peuvent typiquement réalisées avec le type d'outil d'esquisse que nous proposons. L'objectif ici n'est pas de nous focaliser sur les valeurs quantitatives, que nous ne présenterons pas en détails, ce qui nous emmènerait dans des discussions sur les scénarios et les hypothèses prises en compte, ce qui n'est pas l'objet de ce papier. Notre prétention est ici simplement de montrer le type de résultat et d'étude qu'un concepteur peut mener en phase d'esquisser de sorte à pouvoir prendre des décisions au plus tôt, qui soient le mieux éclairées possible et avec une vision qui soit la plus système et la plus intégrée possible.

Sur toutes les optimisations réalisées, la fonction objectif était un coût global du bâtiment intégrant le coût d'investissement, d'exploitation et de maintenance sur une durée de vie de 30 ans.

Avec l'approche d'esquisse proposée nous sommes aptes à produire rapidement des résultats comme ceux visualisés sur la figure 7, issus d'une série d'optimisations paramétrées montrant la surface optimale de PV dans laquelle investir en fonction de la technologie PV que l'on fait varier entre 200 et 1100 €/m² avec 20 optimisations réalisées entre ces 2 extrêmes. On notera tout d'abord qu'avec l'approche d'optimisation utilisée (SQP + Calcul de gradient du modèle), l'optimisation est rapide : de l'ordre de 1 minutes pour les 20 optimisations, en assurant une convergence fine (respect précis des contraintes).

Ce type d'optimisation paramétré est très intéressant pour gérer l'incertitude, typiquement ici l'incertitude sur le prix de la technologie PV : sachant que le concepteur a cette incertitude à gérer, et qu'il devra prendre des risques en conséquences, une bonne manière d'éclairer sa décision, est d'étudier tous les scénarios de prix possibles, pour ensuite prendre sa décision en fonction des résultats de chacun de ces scénarios.

Ainsi ces optimisation paramétrés font apparaitre des effets de seuils : pour un coût PV entre 200 €/m² et 450 €/m², l'optimisation nous indique que la surface optimale de PV est de 178 m². Dans ces hypothèses de prix (les autres hypothèses étant constantes par ailleurs), l'optimisation d'esquisse nous indique donc que nous avons intérêt à maximiser la production de production de photovoltaïque en quantifiant l'ordre de grandeur de PV à installer.

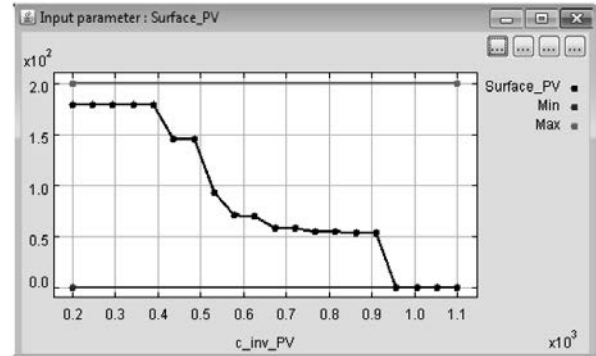
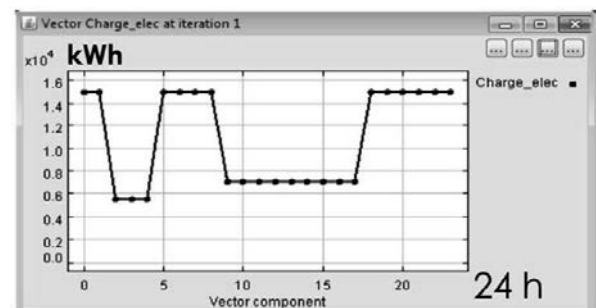


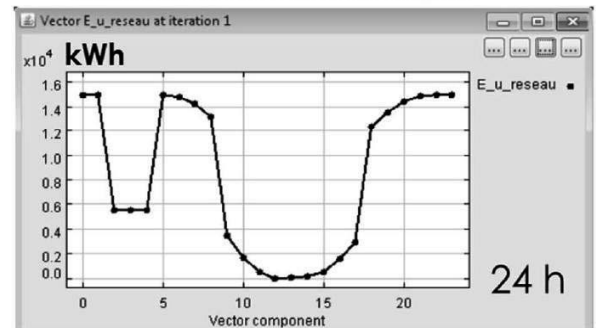
Figure 8 : Taille optimale de panneaux solaire (en m²) en fonction du coût de la technologie de panneaux solaire (en €/m²) – Chaque point correspond à une optimisation réalisée en faisant varier c_inv_PC entre 200 €/m² et 1100 €/m²

$$200 \text{ €/m}^2 \leq c_inv_PV \leq 450 \text{ €/m}^2$$

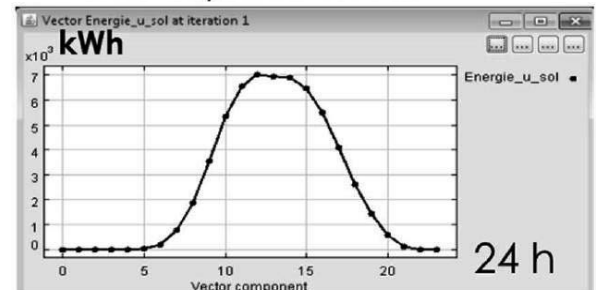
Intérêt de maximiser la production photovoltaïque



Consommation électrique de la gare



Électricité prise sur le réseau

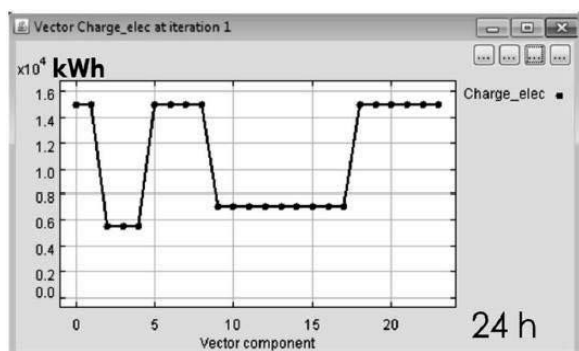


Rappel: Production photovoltaïque

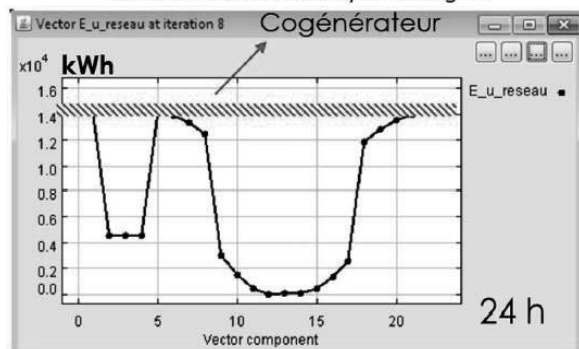
Figure 9 : Focus sur une optimisation dans la zone 200€/m² à 450 €/m² : la « Consommation électrique de la gare » et la « production photovoltaïque » sont des paramètres d'entrée, mais « l'électricité prise sur le réseau » est un résultat d'optimisation

La figure 9 fait un focus sur 1 optimisation typique obtenue dans la zone comprise entre 200€/m² et 450 €/m². On voit que la production d'énergie photovoltaïque est maximisée pour notamment annuler l'Electricité prise sur le réseau (typiquement vers 12H).

La figure 10 fait un focus sur une optimisation typique que l'on peut obtenir dans la zone 450€/m² < c_inv_PV < 950 €/m² : le coût de la technologie PV augmentant, l'optimiseur nous montre l'intérêt d'introduire un co-générateur qui dévient dès lors une technologie compétitive. Il en résulte qu'une partie de la production d'électricité, prise précédemment sur le réseau est assurée à présent par le co-générateur, ce qui se traduit par le fait que l'énergie prise sur le réseau devient d'autant plus faible



Consommation électrique de la gare

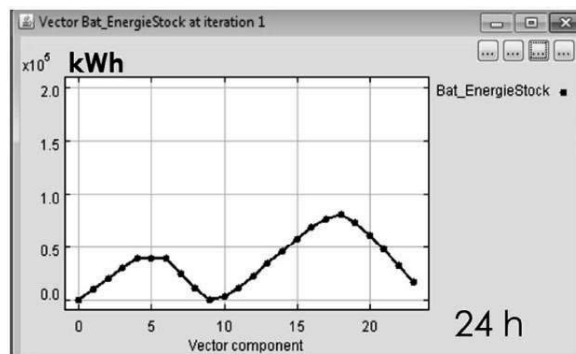


Électricité prise sur le réseau

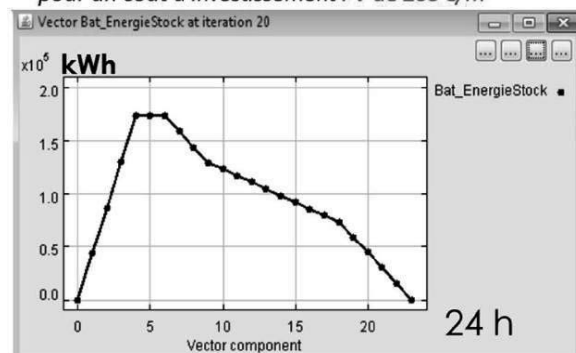
Figure 10 : Focus sur une optimisation typique dans la zone 450€/m² à 950 €/m² - La technologie co-générateur devient à présent compétitive et permet de diminuer l'énergie prélevée sur le réseau (cf. partie hachurée consommée en moins)

La figure 11 montre la stratégie de gestion optimale de la batterie trouvée pour c_inv_PV=200 €/m² et c_inv_PV=450 €/m². On y observera que :

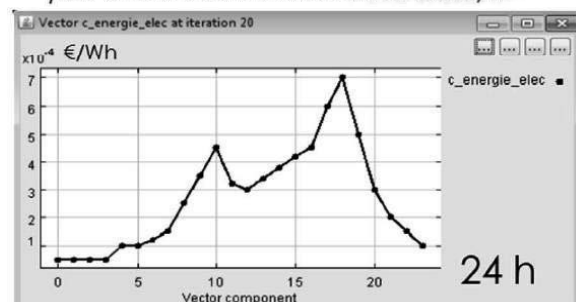
- La stratégie de gestion de la batterie est toujours déterminée pour plutôt charger de l'électricité du réseau lorsque celle-ci est peu chère, et la décharger localement lorsque le prix de cette électricité du réseau monte
- Que la taille optimale de la batterie préconisée est beaucoup plus grande lorsque le coût PV est grand



État de charge de la batterie au cours de la journée pour un coût d'investissement PV de 200 €/m²



État de charge de la batterie au cours de la journée pour un coût d'investissement PV de 1100 €/m²



Rappel : Tarif dynamique utilisé

Figure 11: Exemples de stratégie de gestion de batterie (sur 1 journée type de fonctionnement) pour des prix extrêmes de la technologie PV – Les stratégies de gestion de la batterie sont des résultats d'optimisation, le vecteur de « Tarif dynamique utilisé » est un paramètre de l'optimisation

La figure 12 donne un exemple d'évolution de la résistance thermique optimale du bâtiment côté est : on constate qu'elle diminue avec des effets de seuils qui semblent à priori peu compréhensibles. En fait il s'agit d'un effet système résultant du mécanisme suivant : dès lors que la technologie PV devient plus chère, la technologie du co-générateur devient plus intéressante, et à chaque que l'on introduit un co-générateur de taille plus grande, on bénéficie en même temps d'une production de chaleur. Cette production de chaleur permet d'assurer ensuite le même confort thermique en permettant un bâtiment moins isolé thermiquement, ce qui s'avère être l'optimum dans le cadre du modèle et des hypothèses formulées.

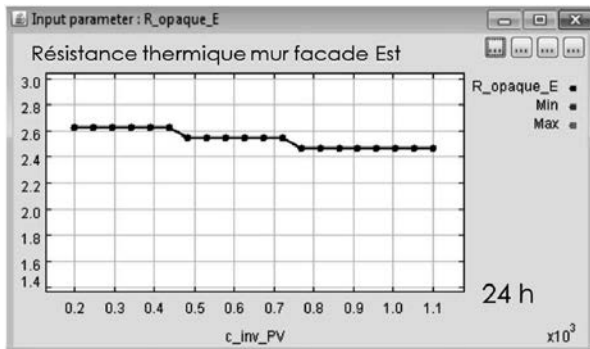


Figure 12 : Evolution de la résistance thermique des murs

Les résultats des scénarios précédents n'ont pas vocation à être généralisés : ils ne peuvent l'être, car ils ont été établis dans le cadre de modèles d'esquisse et d'un nombre important d'hypothèses et de choix de paramètres que nous ne pouvons exposer ici. Leur seule ambition est de montrer le potentiel de l'approche en terme de capacité à construire rapidement des scénarios, des analyses. Ces derniers doivent permettre aux concepteurs et aux décideurs d'avoir une quantification rapide des scénarios qu'ils esquissent en gérant simultanément un grand nombre de composants, qu'ils dimensionnent simultanément tout en optimisant les cycles de fonctionnement le tout intégré dans un coût global sur la vie du système. Ces scénarios doivent leur permettre de construire une vision, et une conviction sur les bons choix à faire au plus tôt dans le processus de conception. Cette vision doit ensuite s'affiner par des étapes du processus de conception de plus en plus fine et détaillée devant mener à la réalisation finale.

11. Conclusion

Cet article présente un concept d'outil innovant d'esquisse énergétique, dont nous avons validé le principe sur une application de gare à énergie positive. Cet outil permet non seulement de dimensionner les caractéristiques de l'enveloppe du bâtiment, des systèmes, tout en calculant une stratégie de gestion optimale. Ce type d'approche est pertinent et son développement est fondamental pour améliorer les processus de conception des systèmes énergétiques utilisant l'énergie électrique. Ce concept a vocation à être utilisé pour d'autres systèmes énergétiques hybrides multi-sources et multi charges, comme le génie électrique en connaissant de plus en plus (cf. les véhicules électriques et hybrides, les actionneurs dans les avions plus électriques, les smart-grids, ...) et ceci en permettant d'améliorer les processus de conception dès les phases très initiales.

12. References

- [HAU-01] HAUGLUSTAINE, J. M. « Outil d'aide à l'optimisation de l'enveloppe de bâtiment, au stade de l'esquisse d'avant-projet », 16e colloque Université-Industrie Applications de l'électricité dans les locaux résidentiels, tertiaires & industriels, 14 juin 2001
- [VIS-04] W. VISSER, "Dynamic Aspects of Design Cognition: Elements for a Cognitive Model of Design", INRIA, Rapport de recherche n° 5144 – Mars 2004 - 116 pages
- [PEU] "Livre blanc sur les recherches en énergétique des Bâtiments", supervisé par B. Peuportier, Presse des Mines, ISBN: 9782356710512 (voir <http://www.pressesdesmines.com/developpement-durable/livre-blanc-sur-les-recherches-en-energetique-des-batiments.html>)
- [DEB97] « L'éco-conception dans le génie électrique : application au cas du transformateur », V. Debussière, H. Ben Ahmed, B*. Multon, Electrotechnique du Futur 2007
- [DEL-07] "An Optimizer using the Software Component Paradigm for the Optimization of Engineering Systems", B. DELINCHANT et al., The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering", Vol. 26 No. 2, 2007, pp. 368-379
- [POW-85] M. J. D. Powell, "On the quadratic programming algorithm of Goldfarb and Idnani", Mathematical Programming Study 25 (1985), pp. 46-61
- [HA-10] L. D. Ha, S. Ploix, M. Jacomino, and H. Le Minh. Energy Management, chapter, "A mixed integer programming formulation of the home energy management problem", ISBN 978-953-307-065-0. INTECH, 2010
- [WU-12] "Sketch Systemic Optimal Design Integrating Management Strategy, Thermal Insulation, Production And Storage Energy Systems (Thermal And Electrical): Application To An Energy- Positive Train Station", F. WURTZ, J. POUGET, X. BRUNOTTE, M. GAULIER, Y. RIFONNEAU, S. PLOIX AND B. L'HENORET, IBPSA 2013 - 13th International Conference of the International Building Performance Simulation Association, 25-28th August 2013, FRANCE (hal-00875)



Les alternateurs : piliers du réglage de la fréquence sur les réseaux alternatifs

Marc PETIT

CentraleSupélec, Département Energie, 3, rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon, 91190 Gif-sur-Yvette

Résumé : *L'équilibre à chaque instant entre la demande et la production est un élément clé de la sécurité des systèmes électriques. Cet équilibre est directement lié aux variations de vitesse des groupes, donc à celle de la fréquence. Le maintien de la fréquence au voisinage de sa valeur nominale repose sur une régulation de la puissance mécanique transmise par les turbines aux alternateurs au travers des réglages primaire et secondaire dont les temps de réaction sont respectivement de quelques secondes et quelques minutes.*

1 Introduction

La sécurité des systèmes électriques repose sur le respect de contraintes de fonctionnement statiques et dynamiques. Parmi celles-ci il y a le respect des niveaux de tension (typiquement quelques pourcent autour d'une valeur de référence), le respect des niveaux de charge des ouvrages (limites thermiques), et le maintien de la fréquence autour de sa valeur de référence (50 ou 60 Hz selon les systèmes). Compte-tenu que les systèmes électriques sont construits autour d'alternateurs synchrones, la stabilisation de la fréquence est directement liée au respect de l'équilibre offre-demande. Chaque MW consommé doit être produit au même instant. Par ailleurs la fréquence est une grandeur commune et unique à l'ensemble d'un système électrique interconnecté. Le réglage de la fréquence doit donc être organisé à cette échelle.

Dans cet article nous commençons par revenir sur les groupes de production (alternateur synchrone + turbines) qui sont à la base du réglage de la fréquence et de sa dynamique d'évolution. Dans un second temps, nous présentons l'organisation de ce réglage à l'échelle du système électrique européen. Ensuite nous proposons une modélisation dynamique du système électrique et du réglage de fréquence pour terminer sur une illustration autour d'un système interconnecté à deux zones.

2 Les groupes de production au cœur du système

2.1 Les alternateurs synchrones

Le réseau électrique est constitué de machines électriques (les alternateurs synchrones) connectées entre elles par les lignes et transformateurs dont les impédances assurent la cohésion de l'ensemble en agissant tels des ressorts pour garantir une vitesse (électrique) de rotation commune à l'ensemble des alternateurs connectés. La valeur de la fréquence est liée à la vitesse des alternateurs par la relation $\omega = 2\pi f$. La variation de vitesse des alternateurs – par conséquent celle de la fréquence – est liée à un déséquilibre entre la puissance mécanique fournie par les turbines et la puissance électrique demandée sur le réseau (la consommation et les pertes).

$$J \frac{d\Omega_S}{dt} = C_{meca} - C_{elec}$$

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{J\Omega_S^2}{2} \right) = P_{meca} - P_{elec}$$

Il est donc indispensable de maintenir l'équilibre P=C (production=consommation) pour maintenir la fréquence autour de sa valeur nominale. Les fluctuations de la demande vont perpétuellement générer des écarts production-consommation qui sont absorbés par l'inertie des machines couplées au réseau. Tout écart conduit à une variation de l'énergie cinétique des groupes qui va augmenter si la demande est trop basse, et qui va baisser si la demande est trop haute. Les machines tournantes sont donc les premiers éléments de stockage du système électrique. Plus l'inertie est élevée, plus les variations de fréquence seront faibles. C'est pourquoi la multiplication de moyens de production interfacés par de l'électronique de puissance réduit naturellement l'inertie. C'est le cas lorsque la machine tournante est intégralement découplée du réseau (cas des éoliennes synchrones à aimants permanents), et pour les générateurs photovoltaïques. Face aux évolutions normales de la consommation et aux divers aléas rencontrés en exploitation (pertes de groupes de productions ou de charges, ...), le maintien de la fréquence autour de 50Hz nécessite d'adapter en permanence le niveau de la production à celui de la demande.

2.2 Les turbines

Quand on parle d'écart production-consommation, il ne s'agit pas d'un écart entre l'injection par les alternateurs et le soutirage par les consommateurs. En effet les machines synchrones fournissent exactement la puissance demandée. Il s'agit en fait d'un écart entre la puissance fournie par la turbine à l'alternateur et l'injection de l'alternateur dans le réseau. Le pilotage de la fréquence se fait donc au niveau de la turbine. Pour suivre la demande, un certain nombre de groupes sont chargés de fournir de la réserve de puissance à la hausse (injecter plus pour

faire remonter la fréquence) et à la baisse (injecter moins pour faire baisser la fréquence). La répartition des volumes de réserve sur les différentes technologies de groupe dépend de la réactivité demandée (seconde, minute ou 15-30 minutes). Car selon la technologie, les variations de puissance sont limitées en amplitude et en rapidité. Les groupes disposent d'une capacité propre de montée en charge et baisse de charge (le *ramping*). La turbine et ses différents éléments ont aussi un rôle important sur l'inertie apportée. Dans l'équation électromécanique, le terme d'inertie J représente – pour un groupe – l'inertie de l'ensemble des masses tournantes. Elle est généralement traduite par la constante de temps d'inertie H qui est le rapport de l'énergie cinétique d'un groupe à sa puissance apparente S de dimensionnement.

$$H = \frac{J\Omega_s^2}{S}$$

Pour donner quelques ordres de grandeur de H :

$H = 2$ à 4 pour un groupe hydraulique,

$H = 6$ à 8 pour un groupe thermique.

3 L'organisation du réglage de la fréquence

Si le système électrique dispose d'une capacité intrinsèque d'auto-réglage (section 3.1 ci-après), cela ne permet pas de limiter suffisamment les variations de fréquence. Compte-tenu des contraintes de montée en charge des groupes et de leurs temps de démarrage, la première étape pour respecter l'équilibre est une bonne qualité de prévision de la demande à moyen et court terme. Par exemple chaque jour RTE fait ses estimations de la demande par pas horaire pour le lendemain. Cet équilibre doit être respecté à chaque instant, d'où le besoin de piloter les groupes en temps réel.

A l'échelle de l'Europe les gestionnaires de réseau (tel que RTE en France) se sont organisés au sein de l'ENTSOe (anciennement l'UCTE) pour fixer des règles visant à stabiliser la fréquence [2]. Un réglage à plusieurs échelles temporelles et harmonisé a été mis en place. Il se décompose en trois niveaux : primaire (quelques secondes), secondaire (quelques minutes) et tertiaire (15 à 30 minutes). Les groupes chargés de fournir cette réserve participent aux services système.

3.1 L'auto-réglage

Il existe une grande diversité des charges. Un grand nombre d'entre-elles sont des moteurs alternatifs qui entraînent des processus dont le couple résistant peut être constant, proportionnel ou quadratique avec la fréquence. Si la fréquence baisse (trop de consommation), la puissance consommée baisse, ce qui va dans le sens d'une stabilisation naturelle du système. Toutefois cette stabilisation naturelle va conduire à des écarts de fréquence très importants. Un système électrique ne peut se contenter de ce seul auto-réglage. Par ailleurs, l'augmentation des variateurs de vitesse couplés aux moteurs réduit cette capacité d'auto-réglage. Il est possible d'illustrer la stabilisation de la fréquence par cet

auto-réglage à partir de l'équation électromécanique du système, et d'une consommation dont une part de la puissance dépendrait de la vitesse de synchronisme. Compte-tenu de la diversité des charges nous faisons l'hypothèse d'un modèle polynomial pour le couple de charge. Nous étudions l'impact d'une variation de puissance des groupes (ΔP_m). En posant :

$$P_{elec} = P_0 + P_{mot} = P_0 + C_r(\Omega_s) \cdot \Omega_s$$

$$C_r(\Omega_s) = C_{r0} \sum_{k \geq 0} a_k (\Omega_s / \Omega_{s0})^k \quad \text{avec} \quad \sum_{k \geq 0} a_k = 1$$

$$P_{meca} = P_{meca0} + \Delta P_m$$

$$P_{meca0} = P_0 + C_{r0} \Omega_{s0}$$

On note ensuite :

$$\Omega_s = \Omega_{s0} + \Delta \Omega_s$$

Ce qui permet d'écrire avec un développement au 1^{er} ordre :

$$\Omega_s^2 \approx \Omega_{s0}^2 \left(1 + 2 \frac{\Delta \Omega_s}{\Omega_{s0}} \right)$$

et

$$C_r(\Omega_s) = C_{r0} \left(1 + \frac{\Delta \Omega_s}{\Omega_{s0}} \sum_{k \geq 1} k a_k \right)$$

Il est possible d'en déduire :

$$\frac{d}{dt} (J \Omega_{s0} \Delta \Omega_s) = \Delta P_m - C_r \Delta \Omega_s$$

$$J \Omega_{s0} \frac{d \Delta \Omega_s}{dt} + C_{r0} \Delta \Omega_s + C_{r0} \frac{(\Delta \Omega_s)^2}{\Omega_{s0}} \sum_{k \geq 1} k a_k = \Delta P_m$$

En résolvant numériquement cette équation – qui n'est pas exactement une équation différentielle du 1^{er} ordre – on constate que la solution est très proche d'un premier ordre. Le terme $(\Delta \Omega_s)^2$ a peu d'impact. La vitesse se stabiliserait donc à

$$\Delta \Omega_s = \frac{\Delta P_m}{C_{r0}} \quad \text{avec} \quad P_{mot_0} = C_r(\Omega_{s0}) \Omega_{s0}$$

Un système à forte inertie permet de ralentir la variation de fréquence et donc de permettre aux groupes de réagir.

La variation relative de la vitesse des groupes et donc de la fréquence peut alors s'écrire :

$$\frac{\Delta \Omega_s}{\Omega_{s0}} = \frac{\Delta P_m}{P_{mot_0}} = \frac{\Delta P_m}{a \cdot P_{elec}}$$

Donc pour une consommation du système européen de 200 GW, dont 40% ($a = 0,4$) serait due à des moteurs, cela donne $P_{mot_0} = 80$ GW. Dans le cas de la perte d'un groupe de 1500 MW ($= \Delta P_m$), l'écart relatif de fréquence serait 1.9% soit 950 mHz, ce qui n'est pas acceptable.

3.2 Caractérisation des variations de fréquence

Grâce aux réglages mis en place par les gestionnaires de réseaux, les variations de fréquence autour de la valeur nominale sont assez faibles (figure 1).

La figure 2 montre qu'il y a des variations de fréquence environ à chaque heure. Ces variations correspondent aux modifications des programmes de production des groupes. Les marchés de l'électricité sont organisés en pas horaires, d'où une quasi-synchronisation des modifications des groupes [3].

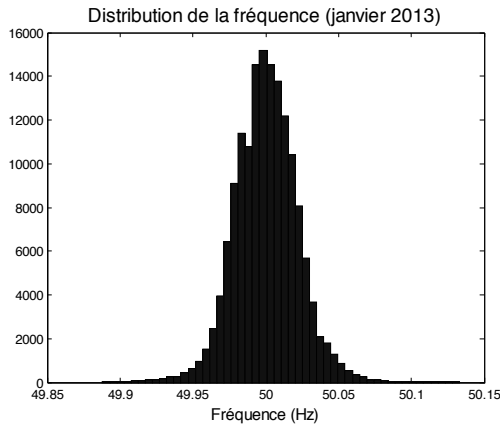


Figure 1 : histogramme des valeurs de fréquence mesurées au pas 10 secondes.

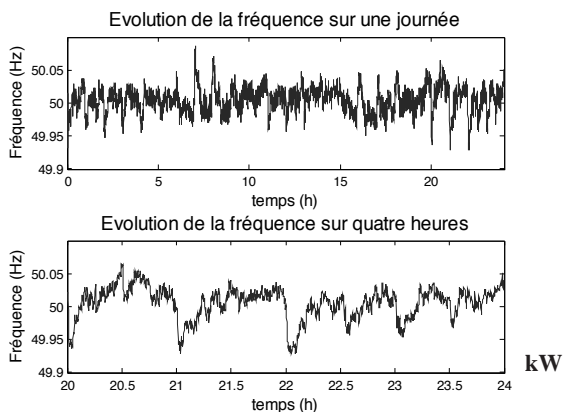


Figure 2 : évolution de la fréquence le 12 janvier 2013. Zoom sur le créneau 20h-24h. Pas 10 secondes.

Sur la figure 2 (bas) on distingue aussi des variations à 22h30, 23h, 23h30 qui pourraient être liées à l'enclenchement des chauffe-eau lors de la commutation tarifaire heures pleines/heures creuses, même si à l'échelle européenne la part de puissance est plus faible.

3.3 Le réglage primaire

Ce réglage est automatique et a pour objectif de rétablir rapidement l'équilibre $P=C$ pour stabiliser la fréquence. Ce réglage est mis en œuvre localement par l'action des régulateurs de vitesse des groupes de production qui agissent en général sur les organes d'admission de la turbine lorsque la vitesse du groupe (image de la fréquence) s'écarte de la vitesse de consigne suite à un déséquilibre entre la production et la consommation [4]. Sur un réseau interconnecté (plaque européenne ENTSOe) la déviation de fréquence est vue par tous les

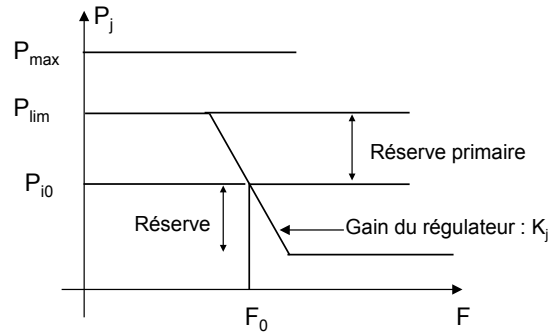


Figure 3 : courbe puissance-fréquence pour le réglage primaire de fréquence

groupes connectés au réseau.

La valeur usuelle du statisme est de 2% (groupes hydrauliques) à 8 % (groupes thermiques conventionnels).

Au niveau de la plaque électrique européenne (zone ENTSOe), la réserve de puissance au titre du réglage primaire est de 3000 MW dont 700 MW pour la France. L'énergie réglante à l'échelle européenne se situe entre 15 et 25 GW/Hz. Les temps de mobilisation de cette réserve sont au plus de 15s pour libérer la moitié de cette réserve et 30s pour libérer la totalité [2].

En cas d'écart de fréquence suite à une variation de puissance ΔP (production ou consommation), chaque groupe qui participe au réglage va modifier sa production de ΔP_j . L'ensemble de ces contributions va permettre de compenser l'écart initial ΔP pour stabiliser la fréquence.

$$\sum_j \Delta P_j = -\Delta F \sum_j K_j = -\Delta P$$

$$\Delta P_j = -\frac{K_j}{\sum_m K_m} \Delta P \quad \text{et} \quad K = \sum_m K_m$$

groupes connectés qui ajusteront leur production selon une loi proportionnelle à l'écart de fréquence (figure 3), et donné par l'équation suivante :

$$P_j = P_{j0} - K_j (F - F_0) \quad \text{ou} \quad \Delta P_j = -K_j \Delta F$$

K_j : énergie réglante du groupe j (MW/Hz)

On introduit aussi le statisme d'un groupe (grandeur sans unité).

$$\Delta P_j / P_{jnom} = -\Delta F / F_0 (1/s_j)$$

L'action du réglage primaire seul stabilise la fréquence à une valeur différente de la valeur nominale, et les transits de puissance sur les interconnexions sont à des niveaux différents des valeurs contractuelles. Au sens de l'automatique, ce réglage agit comme un régulateur proportionnel.

En France, les arrêtés de raccordement stipulent que les groupes de puissance supérieure à 40 MW doivent être en mesure de fournir une réserve de puissance d'au moins 2.5% de leur puissance maximale. Du fait de cette réserve les groupes ne peuvent pas avoir leur

point de fonctionnement programmé à P_{max} . En contrepartie la réserve de puissance mise à disposition du système électrique est rémunérée. Mais il n'y a pas de rémunération d'énergie puisque la fréquence moyenne est 50 Hz. Il y a autant d'efforts à la hausse qu'à la baisse, donc pas de coût énergétique.

Comme la fréquence varie en permanence, les réserves ne sont activées que pour des déviations supérieures à 10 mHz. Une bande morte de ± 10 mHz est donc définie.

3.4 Le réglage secondaire

Le réglage primaire fait intervenir tous les groupes raccordés à un même système électrique. Ainsi en cas de perte d'un groupe (ou d'une poche de consommation) en France, les groupes européens réagissent. Il s'en suit donc des flux de puissances entre les pays qui modifient les échanges contractuels.

Le réglage secondaire consiste alors à modifier le point de consigne des groupes pour ramener la fréquence à sa valeur nominale et ramener les flux sur les interconnexions aux valeurs contractuelles. Ces points de consigne sont modifiés sur réception d'un signal $N(t)$ calculé et envoyé toutes les dix secondes par le gestionnaire du réseau [5].

$$P_{jc} = P_{j0} + N(t)P_{Rj}$$

P_{j0} : est la consigne initiale donnée par le programme de production

P_{Rj} : est la demi-bande de réglage secondaire du groupe. C'est sa réserve secondaire.

$N(t)$: est le signal de télé-régulation transmis par RTE.

Le volume global de réserve secondaire dont dispose RTE est noté :

$$P_R = \sum_j P_{Rj}$$

Ce réglage secondaire apporte la fonction intégrateur du contrôleur puisque $N(t)$ est défini par :

$$N(t).P_R = -\alpha \int_0^t \left(\Delta F + \frac{\Delta P_{interco}}{\lambda} \right) dt$$

λ : énergie réglante secondaire

α : pente du réglage (gain intégrateur) (MW/tour)

On distingue dans l'intégrale les deux objectifs du réglage qui ont été mentionnés plus haut. Selon le choix fait pour λ , il est possible de restreindre l'utilisation de la réserve secondaire à la seule zone électrique (zone France gérée par RTE par exemple) qui a subi le déséquilibre. A ce moment-là le réglage secondaire n'est plus mutualisé. En effet soient deux zones A et B interconnectées. En cas de déséquilibre (perte de groupe) au sein de la zone A, la zone B va apporter une contribution lors du réglage primaire ΔP_B .

$$\Delta P_B = -K_B \Delta F = \Delta P_{interco}$$

Ainsi,

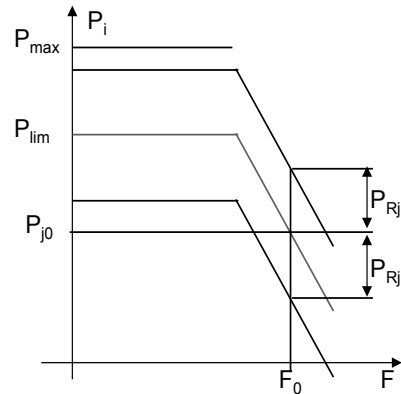


Figure 4 : modification de la courbe puissance-fréquence suite au réglage secondaire de fréquence

$$\Delta F + \frac{\Delta P_{interco}}{\lambda_B} = \Delta F - \frac{K_B \Delta F}{\lambda_B}$$

Si on choisit $\lambda_B = K_B$ alors le coefficient de réglage secondaire de la zone B ne sera pas modifié, et ce réglage ne sera pas sollicité pour cette zone.

Graphiquement, la courbe puissance-fréquence du réglage primaire de chaque groupe est translatée de la quantité $N(t).P_{Rj}$ comme illustré sur la figure 4. La figure 5 donne un exemple de $N(t)$ pendant 3h consécutives.

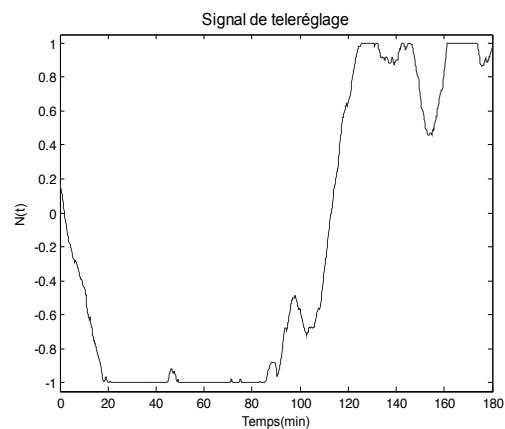


Figure 5 : exemple de signal de télé-régulation pendant 3h. points au pas 10 secondes

Concernant la dynamique, la constante de temps de libération de cette réserve est de quelques minutes (deux à dix selon la criticité), ce réglage suit donc le réglage primaire.

A l'échelle de la France, le volume de réserve secondaire se situe au voisinage de 700 MW. Les groupes qui y participent doivent être capables de garantir une réserve de $\pm 4.5\%$ de P_{max} .

Ainsi un groupe qui participe aux réglages primaire et secondaire doit pouvoir avoir une réserve de 7% à la hausse et à la baisse. Le point de fonctionnement programmé d'un groupe doit donc se situer dans l'intervalle $[P^-; P^*]$ avec $P^- > P_{min} + 0,07.P_{max}$ et $P^* < 0,93.P_{max}$.

3.5 Le réglage tertiaire

Les réserves primaire et secondaire de puissance sont sollicitées en quasi-permanence car la fréquence varie à chaque instant. Mais elles doivent être reconstituées pour être toujours disponibles car leur rôle principal est de faire face à un déséquilibre introduit par une perte de groupe (déclenchement suite à un défaut) ou d'une poche de consommation. Contractuellement la sollicitation de ces réserves doit pouvoir être maintenue pendant 15 minutes, le temps de faire appel à une réserve complémentaire : la réserve tertiaire. Dans le cadre d'un besoin à la hausse, cette réserve consiste à démarrer des groupes (turbines à combustion ou groupe hydraulique à démarrage rapide), ou à modifier le point de fonctionnement de groupes qui ont encore de la marge (à la hausse ou à la baisse). Pour les besoins d'ajustement, RTE contractualise avec les producteurs et consommateurs 1500 MW de réserve activables en 13 à 30 min [6].

4 Modélisation des réglages

Afin d'illustrer le fonctionnement du réglage primaire de fréquence, nous allons détailler le modèle utilisé.

4.1 Le système

L'élément de base est l'équation de la dynamique du système qui peut être linéarisée autour du point de fonctionnement 50 Hz. En effet les écarts de fréquence tolérés sont très faibles (< 800mHz en transitoire, soit 1.5%). Comme il a été vu en 3.1, la vitesse de synchronisme de chaque groupe s'écrit :

$$\Omega_i = \frac{\omega}{p_i} \quad \text{et} \quad \omega^2 \approx \omega_0^2 \left(1 + 2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)$$

D'où,

$$\frac{J_i \omega_0}{p_i^2} \frac{d\Delta\omega}{dt} = P_{m,i} - P_{elec,i}$$

En faisant la somme sur tous les groupes, et en notant H_i leur constante d'inertie, et S_i leur puissance nominale (MVA), nous obtenons :

$$\frac{d\Delta\omega^{pu}}{dt} = \frac{P_m - P_{elec}}{\sum_i 2H_i S_i}$$

$$\Delta\omega^{pu} = \frac{1}{s} \left(\frac{P_m - P_{elec}}{\sum_i 2H_i S_i} \right)$$

4.2 La régulation primaire

Le réglage primaire de fréquence est un gain, mais les turbines ont un temps de réaction. En première approximation, ce réglage est modélisé comme un premier ordre.

$$\Delta P_{mj} = - \frac{K_j \Delta F}{1 + \tau_j s} = \frac{K_j F_0}{1 + \tau_j s} \Delta\omega^{(pu)}$$

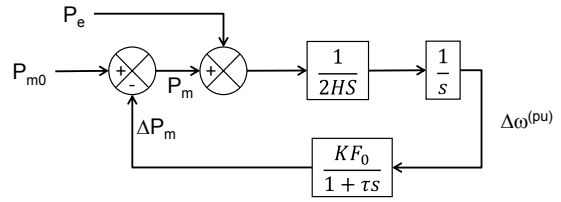


Figure 6 : schéma bloc du système et de la régulation primaire

Dans le cas simplifié où tous les groupes ont la même inertie et la même constante de temps de régulation primaire, le schéma bloc est représenté sur la figure 6. La fonction de transfert qui donne le lien entre l'écart de puissance et la variation de fréquence s'écrit alors :

$$\Delta\omega^{pu} = \frac{1}{s} \cdot \frac{1}{2HS} \left(P_{m0} - P_e - \frac{KF_0}{1 + \tau s} \Delta\omega^{pu} \right)$$

$$\Delta\omega^{pu} = \frac{\Delta P}{S} \frac{1 + \tau s}{KF_0/S + 2H \cdot s + 2H\tau \cdot s^2}$$

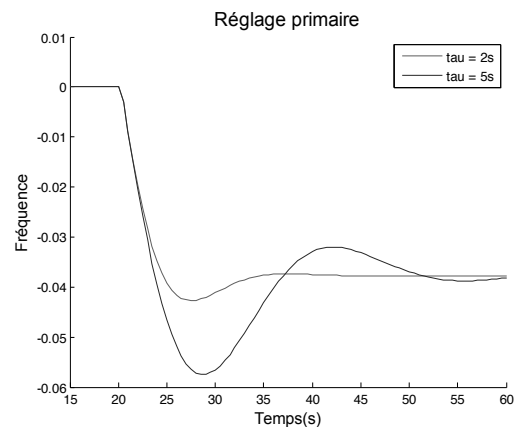


Figure 7 : évolution de la fréquence suite à une perte de production. Impact de la constante de temps du système de régulation primaire

$\Delta P = P_{m0} - P_e$ peut être lié à une perte de groupe ($\Delta P < 0$) ou une variation de la demande.

Le système a donc une réponse de type deuxième ordre. En régime permanent, c'est l'énergie réglante K qui fixe l'écart de fréquence suite à la perturbation ΔP . Par contre il y a un dépassement qui est d'autant plus important que le temps de réaction des turbines est lent (figure 7). La pente de fréquence initiale quant à elle est fixée par le volume du déséquilibre et l'inertie du système.

5 Illustration d'un système à deux zones

Pour ce cas d'étude on considère un système électrique constitué de deux zones interconnectées qui représenteraient la France (zone A) et le reste de l'Europe (zone B). Nous allons supposer une perturbation dans la zone A, et analyser la réponse des réglages primaire et secondaire pour stabiliser la fréquence puis la ramener à sa valeur initiale.

Les données numériques utilisées sont les suivantes :

$$\begin{aligned}
 P_{A0} &= 60 \text{ GW} && (\text{production initiale, zone A}) \\
 P_{B0} &= 240 \text{ GW} && (\text{production initiale, zone B}) \\
 D_{A0} &= 57 \text{ GW} && (\text{demande initiale, zone A}) \\
 D_{A0} &= 243 \text{ GW} && (\text{demande initiale, zone B})
 \end{aligned}$$

Il y a donc initialement un transit de 3 GW de la zone B vers la zone A.

$$\begin{aligned}
 \tau_A &= 2 \text{ s} && (\text{constante de temps du réglage primaire}) \\
 \tau_B &= 2 \text{ s} && (\text{constante de temps du réglage primaire}) \\
 K_A &= \lambda_A = 5000 \text{ MW/Hz} && (\text{énergies réglante}) \\
 K_B &= \lambda_B = 16000 \text{ MW/Hz} && (\text{énergies réglante}) \\
 \alpha_A &= \alpha_B = 120
 \end{aligned}$$

5.1 Réserves non limitées

Nous analysons l'impact de la perte d'un groupe de 800 MW en zone A. La fréquence minimale est atteinte en moins de 10 secondes après l'évènement (figure 8). Grace au réglage secondaire, la fréquence est ramenée à 50 Hz en moins de 5 minutes. Le temps de remontée de la fréquence est directement lié à la pente du réglage secondaire (α_A). Dans les première secondes, la zone B délivre plus de réserve primaire du fait d'une énergie réglante plus grande ($K_B > K_A$). Ensuite, la réserve secondaire est libérée par la zone A pour ramener la fréquence à 50 Hz (figure 9). On remarque alors les réserves primaires (en bleu) des deux zones ne sont plus sollicitées. On dit qu'elles sont reconstituées.

5.2 Réserves limitées

Les réserves de puissance primaire et secondaire des zones ne sont pas illimitées. Pour la France elles sont d'environ 700 MW pour la primaire et 500 à 1000 MW pour la secondaire selon la tranche horaire et la période de l'année. Nous introduisons donc cette limitation dans le modèle. Les autres paramètres restant inchangés par ailleurs. Ici la réserve secondaire de 700 MW n'est pas suffisante pour rétablir la fréquence (figure 10). Comme il subsiste un écart la réserve primaire des zones A et B reste en partie sollicitée. Si la perte de génération est supérieure aux réserves primaire et secondaire, alors la fréquence va plonger. Dès que le premier seuil de déles-

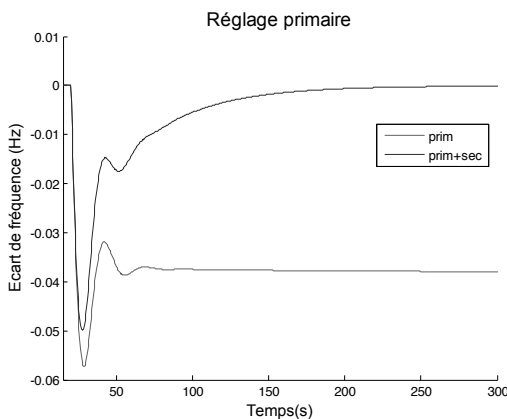


Figure 8 : évolution de la fréquence suite à une perte de production. Réglage primaire avec ou sans réglage secondaire

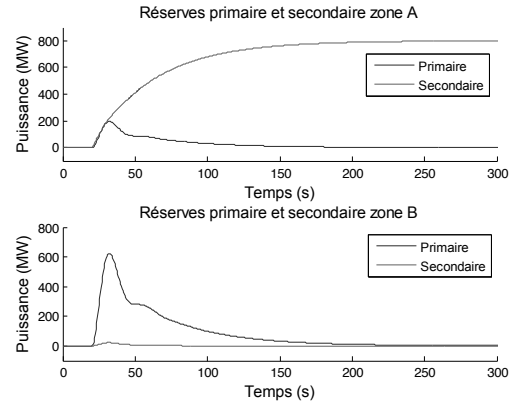


Figure 9 : sollicitation des réserves des zones A et B

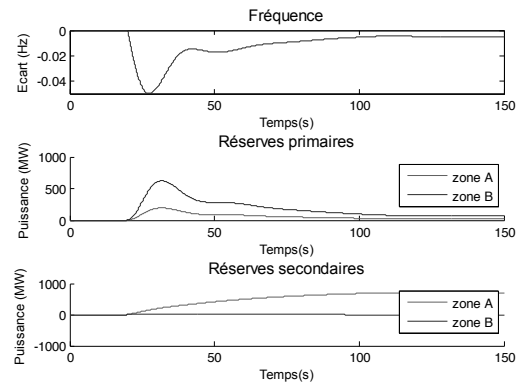


Figure 10 : impact d'une limitation des réserves. La fréquence ne peut être ramenée à 50 Hz.

-tage est atteint (49 Hz), une part de la consommation sera coupée. C'est ce qu'il s'est passé en 2006 lorsque le réseau européen s'est scindé en trois zones non équilibrées [7].

6 Conclusion

Cet article a présenté l'organisation du réglage de fréquence qui s'appuie sur les groupes de production. Une modélisation du système et des réglages été présentée. Elle est facilement implémentable dans un environnement tel que Matlab-Simulink.

7 Références

- [1] P. Bornard, M. Pavard, G. Testud, « Réseaux d'interconnexion et de transport : réglages et stabilité », techniques de l'ingénieur, vol D-4092
- [2] UCTE (2004). APPENDIX 1, "Load frequency control and performances"
- [3] ENTSO-e et Eurelectric, "Deterministic frequency deviations – root causes and proposals for potential solutions", Décembre 2011



- [4] RTE, Documentation technique de référence. Chapitre 4 : Contribution des utilisateurs aux performances du RPT. Article 4.1 – Réglage Fréquence/Puissance
- [5] Arrêté relatif aux prescriptions techniques de conception et de fonctionnement pour le raccordement au réseau public de transport d'électricité d'une installation de production d'énergie électrique, 23 avril 2008.
- [6] Commission de Régulation de l'Energie, services système,
<http://www.cre.fr/reseaux/reseaux-publics-d-electricite/services-systeme-et-mecanisme-d-ajustement>
- [7] UCTE, "System Disturbance on 4 November 2006," Final Report,
https://www.entsoe.eu/fileadmin/user_upload/library/publications/ce/otherreports/Final-Report-20070130.pdf

Amélioration de la qualité de l'énergie d'une éolienne à vitesse fixe en utilisant un STATCOM associé à des supercondensateurs

Fayçal BENSMAINE ^{a,b}, Slim TNANI ^a, Gérard CHAMPENOIS ^a, Olivier BACHELIER ^a, Emile MOUNI ^b

^a Université de Poitiers, Laboratoire d'Informatique et d'Automatique pour les Systèmes (LIAS)

^b Moteurs Leroy-Somer (MLS), Bd Marcellin Leroy, 16000 Angoulême, France.

Résumé : L'utilisation d'éoliennes à vitesse fixe dans un réseau électrique entraîne des problèmes de fluctuations de puissance lors de variations de la vitesse du vent à travers le couple. Les perturbations affectent la qualité de la puissance active et la puissance réactive du réseau. Le principe du système proposé dans cet article concerne l'association d'une éolienne et d'un STATCOM avec un supercondensateur sur le bus continu. L'objectif est de filtrer les variations de la puissance active et de compenser de puissance réactive nécessaire à la magnétisation de la génératrice asynchrone. La stratégie de contrôle du STATCOM est basée sur une commande par retour d'état qui utilise la technique des LMIs (Linear Matrix Inequalities) pour la synthèse des régulateurs des différentes boucles. Ces régulateurs prennent en compte la variation de la tension du bus continu. Le système a été simulé avec le logiciel Matlab/Simulink. Les résultats de simulation sont présentés et commentés.

Mots-clés — Supercondensateurs, Convertisseur DC-AC bidirectionnel, Machine à induction, Éolienne, Stockage d'énergie, Commande par retour d'état.

1. INTRODUCTION

Pendant des siècles, l'énergie éolienne a été utilisée pour déplacer les navires, moulin du grain ou pomper de l'eau. Cette source d'énergie nous sert maintenant à produire de l'électricité. Au cours de ces dernières années, l'importance de la production d'énergie éolienne n'a pas cessé d'augmenter. Elle présente un certain nombre d'avantages : elle est tout d'abord une énergie renouvelable non polluante qui contribue à une meilleure qualité de l'air et à la lutte contre l'effet de serre. Elle est aussi une énergie qui s'additionne aux ressources nationales et concourt donc à l'indépendance énergétique et à la sécurité des approvisionnements [1].

Dans une éolienne à vitesse fixe, la variation de la vitesse du vent a un impact rapide sur le courant du réseau. Ces variations peuvent conduire à une détérioration de la qualité de l'énergie (flickers) [2], voir à une déstabilisation du réseau et des systèmes connectés sur celui-ci. Pour cette raison, nous proposons dans cet article d'ajouter en parallèle à la génératrice asynchrone un système de régulation d'énergie (STATCOM-supercondensateurs). Les supercondensateurs sont bien adaptés pour les systèmes de stockage temporaire. Ils sont généralement utilisés pour compenser les fluctuations de puissance produite par une éolienne [3]. L'objectif des travaux présentés est double. Le premier est d'améliorer les performances dynamiques et la qualité de l'énergie du réseau. Par ailleurs, les machines à induction nécessitent de la puissance réactive pour leur magnétisation [4]. Ainsi, le second sera la compensation de cette puissance réactive. Le pack de supercondensateurs est connecté au réseau via un

convertisseur bidirectionnel DC-AC à IGBT et des inductances de filtrage d'harmonique HF.

Dans les systèmes classiques, la commande est effectuée de manière à compenser l'énergie réactive avec une tension fixe sur le bus continu. Dans notre cas, la tension aux bornes des supercondensateurs est variable à cause des fluctuations de puissance active prise en charge par le STATCOM. Dans les systèmes STATCOM-Supercondensateur, les contrôleurs proposés sont généralement de type PI [5,6]. Ce type de contrôleur n'est pas synthétisé pour prendre en compte la variation de la tension aux bornes des supercondensateurs. Dans [7], la plage de la variation de tension est d'ordre de 200V, il est bien entendu que cette variation peut affecter les performances dynamiques qui peut également conduire à l'instabilité du système. Dans cet article nous proposons une commande robuste qui assure la stabilité du système dans un intervalle de variation de la tension continue. Dans la section III, le système de commande se fait en deux étapes. La première étape présente la stratégie de commande de courants du convertisseur en utilisant un retour de sortie avec un intégrateur de l'erreur. Pour la régulation de la tension du bus continu, un régulateur proportionnel simple en cascade avec la boucle de courant est utilisé. Cette deuxième commande permet de maintenir la tension du supercondensateur à sa référence. La synthèse des correcteurs des boucles de courants dans le convertisseur tient compte de la variation de la tension du bus continu en utilisant l'approche LMI. L'objectif de l'approche LMI est de trouver une matrice de gain constant qui assure la stabilité du système pour une gamme de tension DC connue.

2. STRUCTURE PROPOSÉE

Le modèle d'éolienne proposé dans cet article est représenté sur la Fig. 1. Dans ce système, l'éolienne est à vitesse presque fixe. La structure est composée d'une génératrice asynchrone connectée au réseau en parallèle avec un convertisseur DC/AC bidirectionnel et un pack de supercondensateurs.

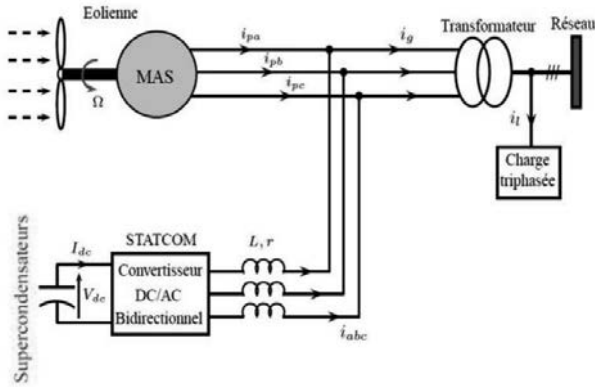


Figure 1 Système d'énergie éolienne proposé avec STATCOM et supercondensateurs

Le convertisseur associé dans la Fig. 1 est un convertisseur à IGBT triphasée. Ce dernier permet l'échange de puissances active et réactive entre le pack de supercondensateurs et le réseau.

Dans notre étude, nous n'avons pas tenu compte de la partie mécanique de l'éolienne.

2.1. Stratégie de commande

Le schéma de la stratégie de pilotage du courant injecté ou absorbé par l'onduleur via le bloc de supercondensateur selon les variations de la vitesse du vent est illustré sur la Fig. 2. La commande est développée dans le repère $d-q$ tel que l'axe d représente la puissance active et q la puissance réactive. Une première étape de commande des courants i_d et i_q est effectuée. Ces courants doivent suivre les références i_d^* et i_q^* dans le but de contrôler la puissance active (pour i_d) et réactive (pour i_q) échangée entre le STATCOM et le réseau.

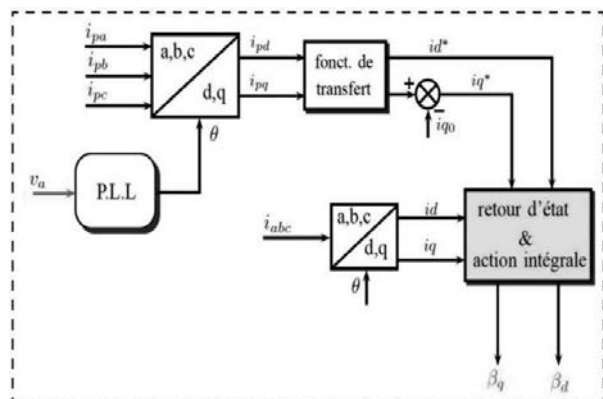


Figure 2 : Schéma bloc de la stratégie de commande

Les composantes directe et en quadrature des courants de référence sont obtenus à partir des courants mesurés en sortie de la génératrice asynchrone (i_{pd} et i_{pq}). La fonction de transfert est utilisée pour supprimer la composante continue du courant direct i_d^* . Par conséquent, en régime permanent, cette référence de courant sera à nulle. Pour le courant de référence i_q^* , il dépend du courant i_{pq} consommé par la machine asynchrone et du courant de consigne i_{q0} qui permet de régler la puissance réactive qu'échange le STATCOM avec le réseau.

Les lois de commande sont calculées pour obtenir une certaine robustesse du système bouclé par rapport à la tension du supercondensateur. La sortie des régulateurs donne les tensions de référence β_{abc} en utilisant une PLL. Enfin, ces tensions sont comparées avec un signal triangulaire pour générer le signal PWM. La fréquence de commutation est choisie à 5 kHz. Dans cet article, nous avons utilisé une commande par retour d'état avec action intégrale.

2.2. Modèle du convertisseur

Les signaux de modulation de phases a, b et c sont respectivement m_a, m_b et m_c . En considérant le modèle moyen du convertisseur, la relation entre les composantes fondamentales des tensions triphasées v_{abc} et la tension aux bornes du supercondensateur V_{dc} est :

$$v_{abc} = \frac{1}{2} m_{abc} V_{dc} \quad (1)$$

Le modèle d'état du convertisseur du circuit de puissance dans le plan abc est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = -ri_a + \frac{1}{2} m_a V_{dc} - e_a \\ L \frac{di_b}{dt} = -ri_b + \frac{1}{2} m_b V_{dc} - e_b \\ L \frac{di_c}{dt} = -ri_c + \frac{1}{2} m_c V_{dc} - e_c \\ C_0 \frac{dV_{dc}}{dt} = m_a i_a + m_b i_b + m_c i_c \end{cases} \quad (2)$$

où e_{abc} et i_{abc} sont respectivement les tensions du réseau et les courants du convertisseur sur les axes abc ; r et L sont la résistance et l'inductance propres du filtre ; C_0 est la capacité du bus continu. En partant de (1), le modèle du convertisseur peut être représenté dans le repère dq sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{r}{L}i_d + \omega i_q + \frac{V_{dc}}{2L}\beta_d - \frac{1}{L}E_d \\ \frac{di_q}{dt} = -\omega i_d - \frac{r}{L}i_q + \frac{V_{dc}}{2L}\beta_q \\ \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_0}\beta_d i_d + \frac{1}{C_0}\beta_q i_q \end{cases} \quad (3)$$

où i_d et i_q sont des variables d'état et de sortie considérées dans la première étape de la procédure de commande ; β_d et β_q sont des entrées de commande ; V_{dc} est une tension variable dans l'intervalle $[U_{min}, U_{max}]$ (U_{min} et U_{max} : sont respectivement les tensions minimale et maximale du supercondensateur durant la phase de décharge/charge) ; et E_d est une tension constante sur l'axe d .

3. SYNTHÈSE DE LOIS DE COMMANDE PAR APPROCHE LMI

3.1. Commande par retour d'état avec action intégrale

En considérant $x = [i_d, i_q]^T$ comme vecteur d'état, $u = [\beta_d, \beta_q]^T$ comme vecteur d'entrée et $e = E_d$ comme une entrée de perturbation. Les deux premières équations différentielles de (3) peuvent être exprimées dans l'espace d'état, sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fe \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (4)$$

avec

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-r}{L} & \omega \\ -\omega & \frac{-r}{L} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc}}{2L} & 0 \\ 0 & \frac{V_{dc}}{2L} \end{bmatrix}; F = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Le schéma bloc donné sur la figure 3 résume la structure d'un retour d'état classique avec une commande intégrale du système.

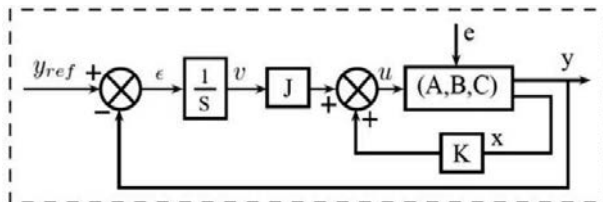


Figure 3 : Retour d'état avec intégration de l'écart

La loi de commande s'exprime :

$$u(t) = Kx(t) + Jv(t) = Kx(t) + J \int_0^t \epsilon(\theta) d\theta \quad (6)$$

Où $K \in \mathbb{R}^{2 \times n}$ est une matrice constante appelée gain de retour d'état, $J \in \mathbb{R}^{2 \times 2}$ est un scalaire et l'écart ϵ est tout simplement, défini par $\epsilon = y_{ref} - y$, ce qui signifie que y_{ref} représente la référence des courants. L'équation (6) peut également se récrire sous la forme suivante :

$$u = \underbrace{\begin{bmatrix} K & J \end{bmatrix}}_{\bar{K}} \bar{x} \quad (7)$$

Où $\bar{x} = [x, v]^T$ En injectant (7) dans (4), il vient

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = (\bar{A} + \bar{B}_1 \bar{K}) \bar{x}(t) + \bar{B}_2 y_{ref} + \bar{B}_3 e \\ y(t) = \bar{C} \bar{x}(t) \end{cases} \quad (8)$$

avec

$$\bar{A} = \begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}; \bar{B}_1 = \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}; \bar{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ I \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\bar{B}_3 = \begin{bmatrix} F \\ 0 \end{bmatrix}; \bar{C} = [C \quad 0]$$

Il est ici proposé de calculer \bar{K} de manière à placer les pôles du modèle linéaire (8) dans une région spécifiée du plan complexe quelle que soit la valeur de V_{dc} dans $[U_{min}, U_{max}]$. En effet, en assignant les valeurs propres de $(\bar{A} + \bar{B}_1 \bar{K})$, dans le demi-plan complexe ouvert, la stabilité asymptotique est assurée. Il serait illusoire d'essayer de placer les pôles à des endroits stricts pour deux raisons :

- Dans un premier temps, $(\bar{A} + \bar{B}_1 \bar{K})$ est affectée par l'incertitude sur V_{dc} de sorte que les valeurs propres seront nécessairement déviées quand V_{dc} variera.
- Il est difficile de caractériser les performances souhaitées en termes de pôles strictes. Une région Δ (région de stabilité) dans laquelle les valeurs propres devraient se situer est plus appropriée.

Par conséquent, Δ est ici choisi comme un disque de centre c et de rayon r . Par un choix judicieux de c et r , un certain temps de réponse et un coefficient d'amortissement minimum peuvent être garantis.

Notez cependant que, d'un point de vue strict et rigoureux, (8) est un modèle variant dans le temps pour lequel la relation entre les performances transitoires et les valeurs propres de la matrice dynamique est théoriquement quelque peu discutable. Néanmoins, il est ici raisonnable de supposer que V_{dc} varie lentement par rapport à x et donc le placement de pôles prend du sens.

En déplaçant c vers la gauche, on cherche la rapidité de la réponse. En réduisant r , la performance est plus rigoureusement spécifiée. En l'augmentant, nous offrons la flexibilité pour la robustesse par rapport à V_{dc} . Ainsi, ces paramètres permettent au concepteur

de gérer le compromis entre la robustesse et les performances. En outre, la présence de l'intégrateur dans la loi de commande assure que les erreurs en régime permanent sont réduites à zéro. Le calcul de \bar{K} repose sur un résultat fondamental qui stipule qu'une matrice A est Δ -stable (c'est-à-dire a toutes ses valeurs propres dans Δ) si et seulement s'il existe une matrice symétrique définie positive X telle que [8,9] :

$$X > 0, (c^2 - r^2)X - c(AX + XA^T) + AXA^T < 0 \quad (10)$$

En appliquant (10) au cas présent c'est-à-dire en remplaçant A par $(\bar{A} + \bar{B}_1\bar{K})$, en désignant par L le produit $\bar{K}X$ et en utilisant l'argument du complément de Schur [10], il vient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \left((c^2 - r^2)X - c(\bar{A}X + X\bar{A}^T + \bar{B}_1L + L^T\bar{B}_1^T) \quad \bar{A}X + \bar{B}_1L \right) \\ \left(X\bar{A}^T + L^T\bar{B}_1^T \quad -X \right) \\ X > 0 \end{array} \right. \quad (11)$$

Les contraintes (11) constituent un système de LMI dont les variables inconnues sont X et L . Mais ce système est paramétré par $V_{dc} \in [U_{min}, U_{max}]$, d'où une infinité de contraintes à satisfaire. Une solution conservative consiste à résoudre (11) pour les deux valeurs extrêmes de V_{dc} (c'est-à-dire U_{min} et U_{max}) tout en préservant les mêmes matrices X et L . Il peut être facilement prouvé par une combinaison convexe simple que la solution (X, L) est valable pour toute la gamme $[U_{min}, U_{max}]$. La matrice $(\bar{A} + \bar{B}_1\bar{K})$ est alors dite « quadratiquement » Δ -stable. Ce système peut être résolu grâce aux diverses boîtes-à-outils de résolution de LMI. Étant donné une solution (X, L) de ce problème, le gain de retour d'état est obtenu par :

$$\bar{K} = LX^{-1} \quad (12)$$

On note que puisque X est définie positive, elle peut être inversée et donc \bar{K} peut toujours être calculé à partir de (X, L) .

3.2. Régulation de la tension du bus continu

Comme mentionné précédemment, il est considéré que la réponse de la boucle de courant (i_d, i_q) est très rapide par rapport à la régulation de la tension du bus continu. L'équation de la tension continue du modèle (3) peut alors être approximée comme suit :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_0} \beta_d i_d^* + \frac{1}{C_0} \beta_q i_q^* \quad (13)$$

Il est naturel de choisir $y = V_{dc}$ comme des sorties et $u_1 = [i_d^*, i_q^*]^T$ comme des entrées puisque l'objectif est de maintenir la source de la tension continue à la référence V_{dc}^* avec $i_q^* = 0$. L'équation de la tension du bus continu est maintenant devenue :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_0} \beta_d i_d^* \quad (14)$$

Dans cette section, un régulateur de type proportionnel simple est utilisé afin de régler la tension aux bornes du supercondensateur. La figure 4 montre les deux boucles de commande en cascade. La boucle extérieure est réalisée pour contrôler la tension continue en ajustant la boucle de courant i_d . Il sera démontré qu'il suffit de stabiliser la tension pour induire des comportements satisfaisants.

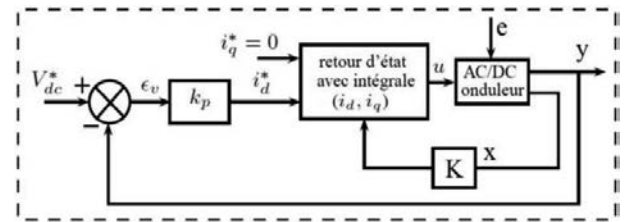


Figure 4 : Schéma bloc d'une régulation en cascade pour la tension V_{dc}

La loi de commande représentée sur Fig. 4 est telle que :

$$i_d^* = k_p(V_{dc}^* - V_{dc}) \quad (15)$$

En appliquant la commande (15), le modèle en boucle fermée devient :

$$\dot{z}(t) = Az(t) + B_i V_{dc}^* + F_t e \quad (16)$$

avec

$$\begin{aligned} z &= [\bar{x} \quad V_{dc}]^T ; B_i = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & k_p \frac{\beta_d}{C_0} \end{bmatrix}^T ; \\ F_t &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ; \\ A_t &= \begin{bmatrix} [\bar{A} + \bar{B}_1\bar{K}] & [0] \\ [0 & 0 & 0 & 0] & \begin{bmatrix} -\beta_d \\ C_0 k_p \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (17)$$

La matrice dynamique A_t montre clairement que les pôles du système en boucle fermée sont les valeurs propres de la matrice $A_f = \bar{A} + \bar{B}_1\bar{K}$ (déjà placés lors de la première étape de la procédure de commande)

et le terme $-\frac{\beta_d}{C_0} k_p$. Par conséquent, un choix judicieux de k_p permet de placer le cinquième pôle correspondant à la dynamique de la tension. Le modèle en boucle fermée est alors asymptotiquement stable. En outre, étant donné que (14) correspond un comportement intégral, alors cet intégrateur en boucle ouverte assure un gain statique unité en boucle fermée ainsi qu'un rejet en régime permanent des perturbations constantes (telle que la tension E_d).

4. RESULTATS DE SIMULATION

La stratégie de commande proposée et le système complet sont simulés en utilisant Matlab/SimPowerSystems.

Les figures suivantes montrent la comparaison des performances du système en prenant comme entrée une forme modélisée du couple (Fig. 5) pour faciliter la mise en valeur des capacités de la structure proposée. C'est-à-dire le couple est formé d'une constante et de deux fréquences (0,6 Hz et 4Hz) pour pouvoir connaître les effets de la stratégie de commande proposée en fonction de la fréquence. Pour comparer facilement l'efficacité de la structure, plusieurs résultats sont superposés (figures 6, 9 et 10) avec ou sans système de stockage d'énergie, c'est-à-dire avec ou sans l'utilisation du STATCOM. Les principaux paramètres de la simulation sont donnés dans le tableau 1.

Tableau 1. Paramètres du système simulé

Element	Symbole	Paramètre
Transformateur	P_{cc}	15 MVA
	$V_{rms} (ph-ph)$	400 V
	X/R	2
Filtre	L	3 mH
	r	11,8 mΩ
Supercondensateurs	C_0	2 F
	U_0	1000 V
Machine à induction	P_n	160 kVA
	V_n	400 V
	f_n	50 Hz
Charge	P	5 kW

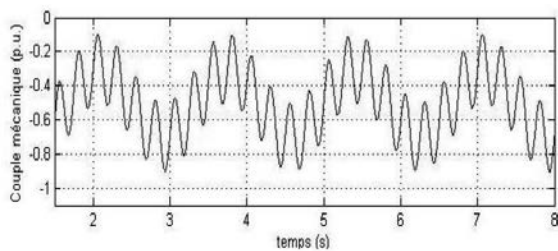


Figure 5 : Couple mécanique (per unit)

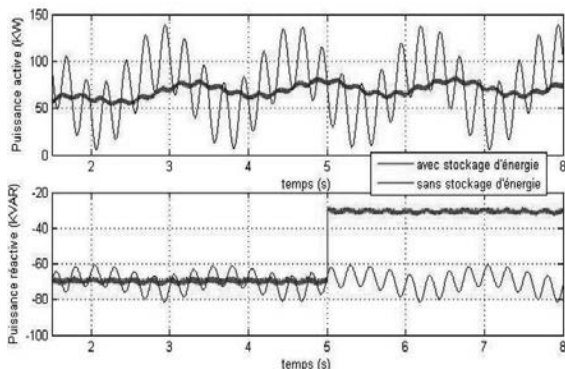


Figure 6 : Puissances active et réactive du réseau

La Fig. 6 montre les fluctuations des puissances active et réactive du réseau avec et sans l'utilisation du

STATCOM. Pour la puissance active, on remarque une forte réduction des composantes alternatives qui sont chiffrées sur le spectre de la Fig. 9. En outre, la réponse est en retard d'une demi-période causée par la présence du filtre passe-bande sur la première voie de commande i_d (voir la Fig. 2). Pour la puissance réactive, avant l'instant $t = 5s$, la structure est réglée pour compenser uniquement les fluctuations de la puissance réactive apportée par les variations de la puissance active. On a une quasi-parfaite compensation des variations. Après l'instant $t = 5s$, la consigne de la puissance réactive est modifiée pour réduire la puissance réactive fournie par le réseau. La réponse est quasi immédiate, et les fluctuations sont aussi bien compensées. Ainsi, il est montré que la puissance réactive peut être régulée indépendamment de la puissance active.

La Fig. 7 présente les puissances active et réactive échangées par le STATCOM avec le réseau. Avant l'instant $t = 5s$, La valeur moyenne des deux puissances est bien autour de zéro, par contre après $t = 5s$, la puissance active reste bien autour d'une valeur moyenne nulle et la puissance réactive se décale bien de la valeur donnée à la consigne désirée et correspondant au décalage visible sur la Fig. 6.

La Fig. 8 présente la tension mesurée aux bornes du supercondensateur. On remarque bien que les variations d'amplitude sont essentiellement liées aux variations de la puissance active. Par contre, on remarque après l'instant $t = 5s$ une augmentation du bruit qui est dû à l'augmentation de la fourniture de puissance réactive au réseau.

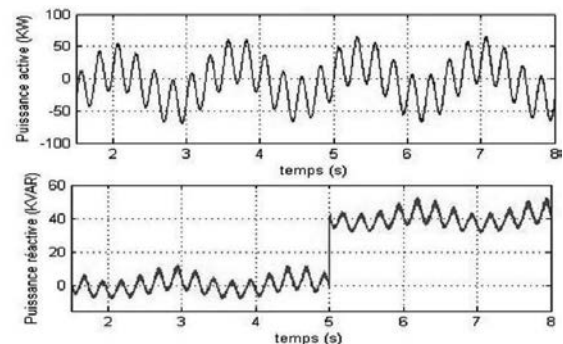


Figure 7 : Puissances active et réactive du STATCOM

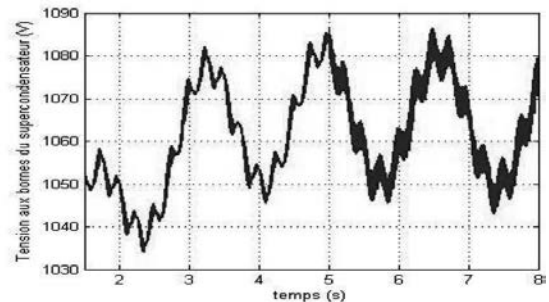


Figure 8 : Tension mesurée aux bornes des supercondensateurs

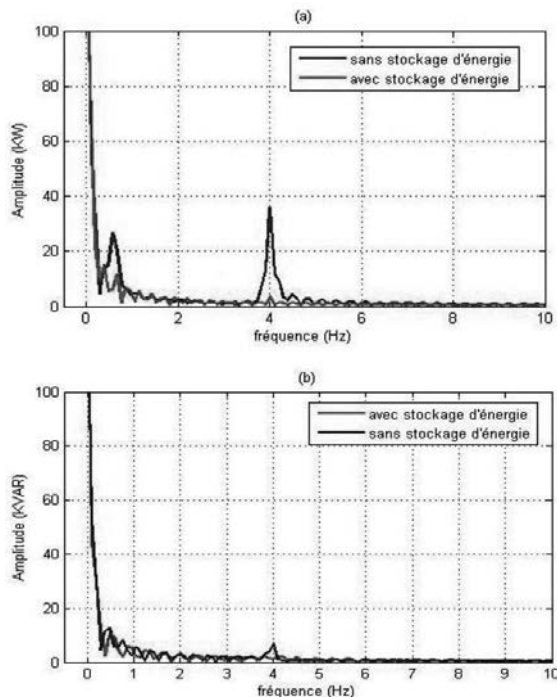


Figure 9 : (a) Spectre de la puissance active, (b) Spectre de la puissance réactive

Les résultats obtenus en régime transitoire (figures 5 à 9) montrent l'efficacité de la stratégie de commande pour un couple fortement variable. La Fig. 8 montre que le système fonctionne avec succès pour une variation de tension du bus continu de 50V. Par conséquent, la première boucle de commande développée dans cet article est valable pour toute la gamme [U_{min} , U_{max}].

Dans le cas du contrôle de la tension continue avec la structure de la figure 4, la figure 10 montre que la tension aux bornes du supercondensateur suit bien sa référence. Ceci prouve la stabilité de la boucle de commande de la tension en boucle fermée.

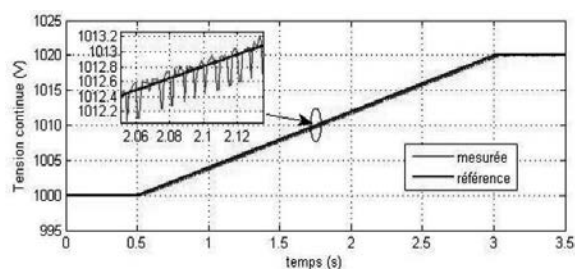


Figure 10 Tension du bus continu

5. CONCLUSIONS

Cet article propose une structure et une commande associée permettant de compenser, vis-à-vis du réseau, les fluctuations semi-lentes de la puissance active apportée par une éolienne et de corriger le cos ϕ de l'installation indépendamment de la puissance active qui transite dans la machine asynchrone. Les résultats présentés montrent la stabilité de la commande et les bonnes performances dynamiques des puissances

échangées par le STATCOM. La synthèse du correcteur utilisé prend en compte les variations de la tension du côté du bus continu (aux bornes du supercondensateur). Par ailleurs, la structure montre aussi une bonne efficacité à filtrer les variations semi-lentes des puissances actives et réactives et limite ainsi l'effet « flicker » sur le réseau.

6. REFERENCES

- [1] C. Jauch, J. Matevosyan, T. Ackermann, and S. Bolik, « International comparison of requirements for connection of wind turbines to power systems », *Wind Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 295-306, Jul./Sep. 2005.
- [2] M. S. Javadi, « Flicker Mitigation Approach Based on Three-Level STATCOM », *International journal of multidisciplinary sciences and engineering*, vol. 2, no. 4, JULY 2011.
- [3] J. P. Barton and D. G. Infield, « Energy storage and its use with intermittent renewable energy », *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 2, pp. 441-448, Jun. 2004.
- [4] S. W. Mohod and M.V. Aware, « A STATCOM-Control Scheme for Grid Connected Wind Energy System for Power Quality Improvement », *IEEE, Systems Journal*, vol. 4, no. 3, pp. 346-352. 2010.
- [5] A.H.M.A. Rahim and E.P. Nowicki, « Supercapacitor energy storage system for fault ride-through of a DFIG wind generation system », *Energy Conversion and Management*, vol. 59, pp. 96-102, 2012.
- [6] A. Etxeberria, I. Vechiu, H. Camblong and J.M. Vinassa, « Comparison of three topologies and controls of a hybrid energy storage system for microgrids », *Energy Conversion and Management*, vol. 54, no. 1, pp. 113-121, February 2012.
- [7] Nicu Bizon, « Load-following mode control of a standalone renewable/fuel cell hybrid power source », *Energy Conversion and Management*, vol. 77, pp. 763-772, January 2014.
- [8] M. Chilali and P. Gahinet, « H_1 design with pole placement constraints: an LMI approach », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 41, no. 3, pp. 358-367, Mars 1996.
- [9] S. Gutman and E. I. Jury, « A general theory for matrix root clustering in subregions of the complex plan », *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 26, no. 4, pp. 853-863, August 1981.
- [10] S. Boyd, L. El Ghaoui, E. Féron and V. Balakrishnan, « Linear Matrix inequalities in System and Control Theory », *Studies in Applied Mathematics (SIAM)*, vol. 15, USA 1994.

Stratégies de commande optimale d'une génératrice à aimants permanents à double stator appliquée à l'extraction d'énergie des courants marins

Jian ZHANG, Luc MOREAU, Mohamed MACHMOUM

IREENA, Université de Nantes, Boulevard de l'Université, 44602 Saint-Nazaire, France

Résumé : Cet article traite de la conception d'une génératrice synchrone à aimants permanents à double stator pour une application au domaine de l'extraction de l'énergie des courants dits de marée. Une étude comparative de trois stratégies différentes de commande est présentée du point de vue de l'optimisation du rendement de la machine et des convertisseurs de puissance associés pour des vitesses de courants comprises entre 0,6 m/s et 2,7 m/s.

1. Introduction

Les principales caractéristiques des ressources utilisées pour la production d'énergie électrique sont la "durabilité" et la prédictibilité. Le potentiel énergétique des sites européens avec des forts courants est évalué à environ 105 TWh/an, soit entre 10 et 20% du total mondial [1]. Les ressources européennes sont principalement situées au Royaume Uni (50 TWh/an) et en France (44 TWh/an). Le principal avantage des ressources extraites de l'énergie hydrolienne réside dans son aspect prévisible sur des échelles de temps longues. En outre, les fermes hydroliennes actuelles ont peu d'impact visuel car les turbines hydroliennes et les installations auxiliaires sont principalement immergées. Les méthodes pour exploiter l'énergie hydrolienne sont basées sur les technologies matures de l'éolienne et des hélices des navires [2]. Toutefois, même si certains projets de fermes hydroliennes ont abouti dans la dernière décennie, l'investissement de construction de l'usine d'énergie hydrolienne est beaucoup plus élevé que son équivalent éolien. L'amélioration de la rentabilité est donc un sujet de recherche critique pour les projets de centrales hydroliennes.

Les génératrices à aimant permanent pour entraînement direct avec l'électronique de puissance associée sont des bons choix du point de vue des faibles coûts de maintenance à long terme et de l'augmentation de la qualité de l'énergie produite. De plus les applications à vitesse variable ont permis d'accroître l'efficacité énergétique de centrales houlomotrices [3]. Afin d'augmenter le rendement de l'ensemble du système, le générateur à aimant permanent doit être conçu de manière optimisée et être commandé avec une stratégie optimale. On trouve dans la littérature [4], des méthodes d'optimisation prenant en compte la perte de

puissance de la machine et du convertisseur sur un profil couple vitesse pour l'application de l'énergie des vagues. Les tentatives pour minimiser la perte de puissance dans l'association convertisseur, moteur synchrone à aimant à l'aide des stratégies de contrôle sont étudiés dans [5-7]. Une stratégie de commande optimale d'une machine synchrone à aimants permanents est réalisée à partir d'essais expérimentaux dans [5]. Cependant, la réalisation de ce procédé dépend fortement des paramètres de la machine. La méthode de mise en œuvre nécessite une cartographie coûteuse en nombre de mesures et en temps pour chaque moteur, rendant pratiquement impossible son application sur des moteurs déjà en service et, sa généralisation. Dans la référence [6], l'auteur montre qu'une commande de la machine avec un facteur de puissance unitaire permet de diminuer les pertes fer. Cependant, cette méthode nécessite un ajustement de la fréquence de fonctionnement de la machine et les résultats présentés ne prennent pas en compte les pertes du convertisseur. D'autres auteurs [4] indiquent que pour une machine de quelques mégawatts, les pertes du convertisseur doivent être prises en compte pour l'optimisation de la conception de la machine et de son contrôle commande.

Afin de prendre en compte le modèle de pertes du convertisseur dans le choix des stratégies de commande, notre article ne traite que de trois stratégies particulières de contrôle. Cet article traite principalement de la recherche d'efficacité d'un générateur synchrone à double stator à aimant permanent en incluant l'étude des pertes d'un convertisseur AC/DC à MLI pour des vitesses de courant comprises dans la gamme (0,6m/s~2,7m/s). Un modèle de turbine de 1 MW à pas fixe est étudié dans la première partie. Ensuite les modèles de pertes de la

génératrice et du convertisseur sont donnés. Enfin la comparaison du point de vue du rendement pour les trois stratégies de commande est exposée. Cette étude confirme qu'avec uniquement une modification de la stratégie de commande du convertisseur, on peut améliorer le rendement global du système.

2. Modélisation d'une turbine à marée

Les technologies utilisées pour extraire la majorité des énergies renouvelables sont étroitement liées aux caractéristiques de la ressource. Une bonne connaissance de la dynamique de la ressource hydrolienne doit indéniablement être obtenue avant de l'exploiter.

Du point de vue de l'énergie cinétique, l'énergie des courants dits *de marée*, ou courants marins est comparable à l'énergie éolienne. Ainsi, la puissance extraite des turbines hydroliennes est, comme celle des aérogénérateurs, donnée par la relation suivante [8] :

$$P = \frac{1}{2} \rho C_p \pi R_b^2 v_t^3 \quad (1)$$

dans laquelle ρ représente la masse volumique du fluide, R_b le rayon des pales de la turbine et v_t est la vitesse du courant marin. C_p est le coefficient de puissance qui exprime la proportion de puissance qui peut être extraite du courant et est donné par la loi de Betz. Le coefficient C_p est une fonction du rapport de vitesse périphérique et de l'angle d'attaque des pales β . Le rapport de vitesse périphérique est défini par :

$$\lambda = \frac{2R_b \omega_m}{v_t} \quad (2)$$

où ω_m (rad/s) représente la vitesse de rotation angulaire du rotor. Le coefficient C_p peut être réglé en contrôlant la valeur du rapport de vitesse périphérique et celle de l'angle des pales β . Pour les générateurs éoliens, les valeurs typiques de C_p sont comprises entre 0,25 et 0,5. La limite supérieure correspond aux machines très performantes avec très peu de pertes mécaniques. Pour les turbines marines, C_p peut être estimé dans une gamme de 0,35 à 0,5 [9]. A chaque vitesse de courant de marée on peut associer une vitesse de rotation relative de turbine correspondant au maximum d'énergie extraite comme indiqué sur la Fig. 1

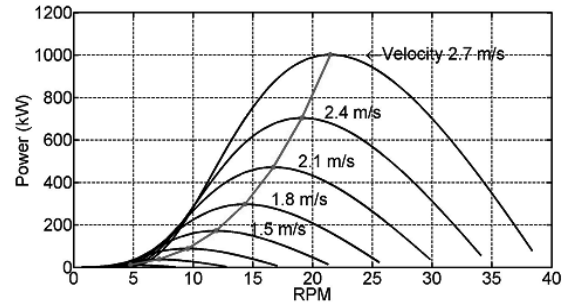


Fig. 1. Point de fonctionnement optimal

Les hydroliennes ont deux avantages principaux sur leur équivalent éolien. D'une part, la vitesse de courant marin est prévisible et d'autre part, les courants marins les plus extrêmes engendrés par des ondes de tempête aux plus grandes marées de printemps ne sont normalement pas beaucoup plus forts que les courants maximum hors période de tempête. A l'inverse, les génératrices éoliennes doivent être conçues pour supporter des vents dont les vitesses dépassent de plusieurs ordres de grandeurs les vitesses maximales d'un mois typique.

La Fig. 2 représente la puissance extraite par la turbine en fonction de la vitesse du courant. La puissance comprise entre la vitesse minimale de fonctionnement V_i et la vitesse nominale V_r suit la caractéristique de point de fonctionnement optimal (MPPT).

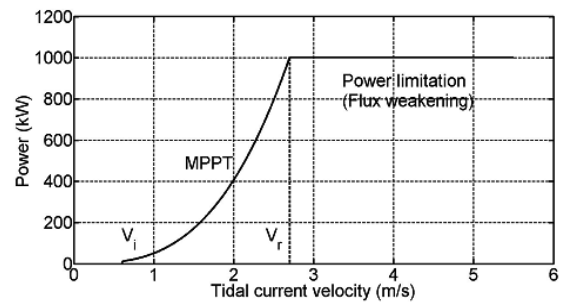


Fig. 2. Courbe de puissance d'une turbine à marée

Lorsque la vitesse de courant est inférieure à sa valeur nominale, la vitesse de rotation de la turbine est contrôlée de façon proportionnelle à la vitesse des courants pour garder constant le rapport de vitesse périphérique. Cette valeur est prise comme valeur optimale du rapport de vitesse périphérique pour réaliser le "maximum power point tracking" (MPPT) pour les vitesses inférieures à la vitesse nominale. A cette condition, la puissance maximale est extraite de l'énergie cinétique des marées. Lorsque la vitesse des courants est supérieure à la vitesse nominale, pour un pas fixe, différentes méthodes d'écrêtage de la puissance sont présentées dans [10]. Dans cette gamme de vitesses, le coefficient C_p décroît lorsque la vitesse de rotation croît. Les caractéristiques de vitesse de rotation et de couple de la turbine en fonction de la vitesse du courant sont représentées sur les figures 3 et 4.

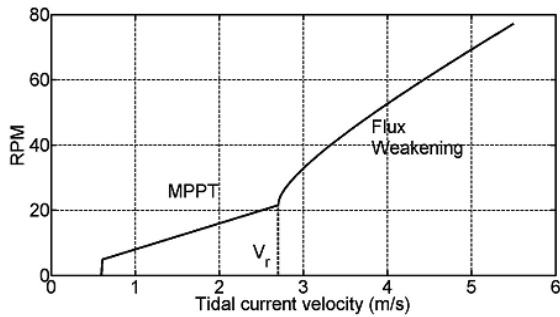


Fig. 3. Courbe de la vitesse de rotation de la turbine

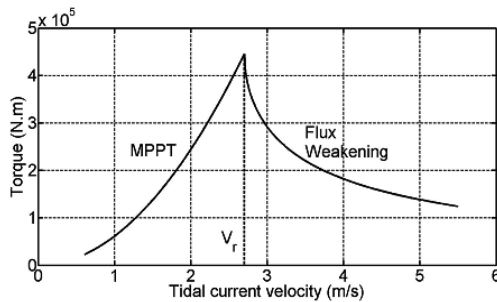


Fig. 4. Caractéristique de couple pour une turbine à pas fixe.

3. Modèle du générateur et des pertes

L'alternateur à double stator à aimants permanents montés en surface (DSSMPMG) a été conçu pour servir d'alternateur intégré dans des applications de véhicules hybrides [11]. Cette structure est connue pour posséder une bien meilleure puissance volumique que les alternateurs à aimants permanents à simple stator (PMSG) habituels, caractéristique primordiale dans les applications éoliennes et hydroliennes.

En effet, les gros volumes de machine peuvent engendrer des problèmes de transport et d'installation et réduire la puissance extraite car la génératrice est placée derrière les pales de la turbine. En aval des pales, la présence de la nacelle calme le courant, réduit la vitesse du fluide et donc diminue la puissance extraite. Finalement, en comparaison des PMSG, les alternateurs DSSMPMG sont beaucoup plus intéressants pour leurs faibles couples de denture, la plus faible inertie de leur rotor et leur redondance intrinsèque. Il apparaît alors que les génératrices DSSMPMG sont des bonnes candidates pour l'extraction de l'énergie du courant de marée.

La Fig. 5 montre une topologie possible de DSSMPMG [12]. Le rotor est située entre les stators intérieurs et extérieurs et les aimants permanents sont montés en surface sur les deux côtés du rotor. Les deux stators sont connectés à deux convertisseurs montés en cascade et connectés en parallèle sur le réseau. Le couple total de l'alternateur est la superposition des

couples des stators interne et externe. La DSSMPMG peut aussi être connectée en série en utilisant un convertisseur monté en cascade avec les phases des deux stators connectés en série.

Il est à noter que les aimants permanents peuvent être montés sur le rotor ou enterrés dans le rotor. Les auteurs de la référence [13] ont comparés quantitativement les performances statiques et dynamiques de la structure à double stator avec aimants montés en surface avec respectivement la structure à double stator avec aimants enterrés et la structure classique à stator unique. Les résultats de cette comparaison montrent que la structure à double stator avec aimants en surface obtient les meilleures performances.

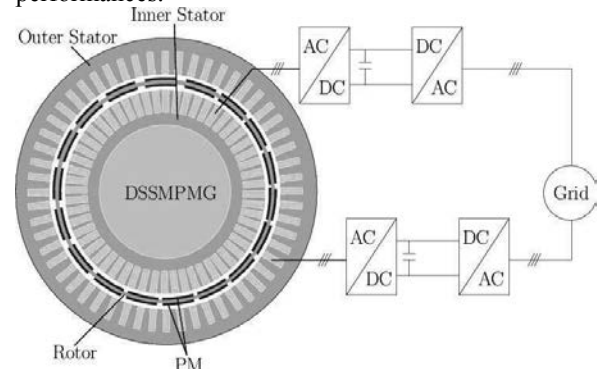


Fig. 5. Machine double stators à aimants permanents et ces convertisseurs de puissance

D'un point de vue mécanique, les aimants enterrés sont préférables pour les applications à grandes vitesses de rotation. Cependant, pour les applications de turbine à courant de marée qui tourne à basse vitesse, la solution avec aimants posés en surface est suffisamment robuste.

3.1. Modèle du générateur

Les directions de polarisation de l'aimant peut être antagoniste (type N-N) ou dans la même direction (type N-S). Dans notre cas, dans le but de commander les deux stators indépendamment, les aimants permanents de la génératrice à double stators sont montés en surface suivant la configuration type N-N. Dans cette topologie, (Fig. 6), les lignes de flux sont parallèles entre les deux stators et se bouclent dans le rotor. Le flux magnétique issu d'une face du stator traverse l'entrefer, puis la culasse rotorique et à nouveau l'entrefer précédent pour se reboucler dans le stator initial. Les deux flux traversent donc par le rotor sans qu'il y ait de flux communs entre les bobinages des deux stators. Ainsi, le modèle de l'alternateur à double stator peut être vu comme la superposition de deux machines à aimants classiques.

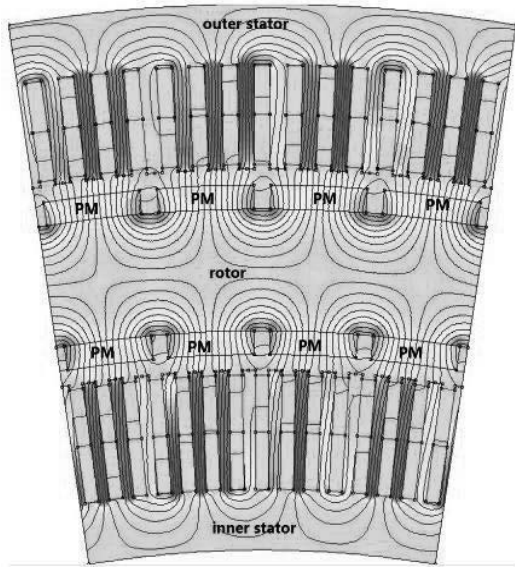


Fig. 6. Ligne de flux en charge dans les deux stators (N-N type).

L'alternateur est analysé dans le repère tournant à la vitesse de synchronisme :

$$v_{dx} = R_{sx} i_{dx} - \omega_e L_{qx} i_{qx} + L_{dx} \frac{di_{dx}}{dt} \quad (3)$$

$$v_{qx} = R_{sx} i_{qx} + \omega_e (L_{dx} i_{dx} + \psi_{rx}) + L_{qx} \frac{di_{qx}}{dt} \quad (4)$$

Dans l'équation ci-dessus, l'indice x peut être remplacé par o et i qui signifie "outer stator" et "inner stator" respectivement. i_{dx} et i_{qx} sont les courants statoriques, R_{sx} est la résistance statorique, L_{dx} et L_{qx} sont les inductances statoriques sur les axes direct et en quadrature, ω_e est la vitesse angulaire électrique et ψ_{rx} est le flux d'excitation de l'aimant permanent (PM). L'inductance du stator interne est légèrement plus grande que celle du stator externe puisque l'inductance de fuite du stator intérieur est plus grande que celle du stator externe. Le couple développé est donné par :

$$T_{ex} = \frac{3}{2} p i_{qx} [i_{dx} (L_{dx} - L_{qx}) + \psi_{rx}] \quad (5)$$

Le couple total de l'alternateur peut être exprimé par :

$$T_{tot} = T_{ei} + T_{e0} \quad (6)$$

Pour les alternateurs à aimants montés en surface, les inductances sur les axes d-q sont égales. Donc, l'équation 6 peut-être réécrite :

$$T_{tot} = \frac{3}{2} p [\psi_{r0} i_{q0} + \psi_{ri} i_{qi}] \quad (7)$$

3.2. Modèle des pertes de puissance de l'alternateur et du convertisseur

3.2.1. Pertes de puissance de l'alternateur

Les modèles sont identiques pour les stators interne et externe. Les pertes cuivres totales dans un stator sont :

$$P_{cu\ loss} = 3R_{cu} I_S^2 \quad (8)$$

La résistance R_{cu} d'une phase est déterminée à partir des paramètres géométriques et de la valeur de la résistivité du cuivre prise pour 115°C.

Pour les pertes fer, nous appliquons le principe de séparation des pertes, incluant les pertes par hystérésis et par courant de Foucault. Les pertes additionnelles dues aux anomalies métallurgique et des procédés de fabrication ont été prises en compte en ajoutant un facteur additionnel (K_{ad}) [14]. Les pertes magnétiques sont calculées en utilisant la formule classique :

$$P_{iron} = K_{ad} (k_{ec} p^2 \omega_m^2 + k_{ec} p \omega_m) V_{ol(y\ or\ t)} B_p^2 (y\ or\ t) \quad (9)$$

dans laquelle k_{ec} et k_h sont les coefficients de pertes spécifiques pour les courants de Foucault et hystérésis. Les pertes dans la culasse ("y" pour "yoke") et les dents ("t" pour "teeth") sont prises en compte séparément. ω_m est la vitesse de rotation mécanique en rad/s. p est le nombre de paires de pôles. $V_o(y\ or\ t)$ et $B_p(y\ or\ t)$ sont le volume de fer et la valeur maximale de l'induction sinusoïdale pour une zone spécifique (dents ou culasse). Les composantes orthoradiales du champ magnétique dans la culasse B_{py} et la composante radiale dans les dents B_{pt} sont calculées en fonction de la géométrie de la machine et du pic de champ magnétique dans l'entrefer B_p . B_p peut être approximativement calculé par l'expression suivante :

$$B_p = \frac{\sqrt{2}V}{\omega_m N_s k_b D L} \quad (10)$$

où V est la tension phase-neutre. N_s le nombre de spires du bobinage et k_b est le facteur de bobinage. D et L sont le diamètre et la longueur utiles de l'alternateur.

3.2.2. Pertes dans le convertisseur

Les pertes de puissance dans le convertisseur électronique (redresseur AC/DC MLI) sont la somme des pertes par conduction (Eq. 11) et des pertes par commutation (Eq. 12) dans les diodes et les IGBT.

$$P_{cond,k} = V_{0,k} I_{av,k} + R_{d,k} I_{RMS,k}^2 \quad (11)$$

où k est composant considéré (diode or IGBT), $V_{0,k}$ la tension de seuil du composant k et $R_{d,k}$ sa résistance dynamique. $I_{av,k}$ et $I_{RMS,k}$ sont respectivement les valeurs moyenne et efficace RMS du courant traversant le composant k . Ils ne dépendent pas uniquement de la valeur efficace du courant par phase et de la tension

simple mais aussi du déphasage entre ces deux grandeurs.

De plus, ils dépendent aussi du rapport de modulation. Les pertes par commutation sont supposées être proportionnelles au courant commuté :

$$P_{s\omega} = \sqrt{2} f_{s\omega} (B_{s\omega,rec}) I_{RMS} / \pi \quad (12)$$

où $B_{s\omega,rec}$ est le coefficient de pertes par recouvrement et par commutation dans les IGBTs et les diodes. On fait ici l'hypothèse que pour une tension nominale maximale (ici 3300V), ce coefficient demeure indépendant du courant maximal que peut supporter l'interrupteur.

Les documents constructeurs permettent de déduire, pour une tension maximale de 3300V, la loi d'échelle comme une fonction du courant efficace des deux composants :

$$R_{d,k} = r_{d,k} / (\sqrt{2} I_{rated}) \quad (13)$$

Table 1. Paramètres dans le modèle de pertes [4][14]

Symbole	Description	Valeur
K_{ad}	Facteur des pertes supplémentaires au cœur	15
k_{ec}	Coefficient des pertes par courants de Foucault	$6,5 \times 10^{-3} \text{ W s}^2 \cdot \text{m}^{-3} \cdot \text{T}^{-2}$
K_h	Coefficient de pertes par hystérésis	$15 \text{ W s}^2 \cdot \text{m}^{-3} \cdot \text{T}^{-2}$
L	Longueur du générateur	0,578 m
p	Nombre de paires de pôles	40
$V_{0,IGBT}$	Tension de seuil des IGBT	2 V
$V_{0,diodeT}$	Tension de seuil des diodes	1,7 V
$R_{d,IGBT}$	Résistance dynamique des IGBT	1500 mΩ/A
$R_{d,diode}$	Résistance dynamique des diodes	1000 mΩ/A
$f_{s\omega}$	Fréquence de commutation	2 kHz
$B_{s\omega,rec}$	Coefficient de pertes par conduction et commutation	3 mJ/A

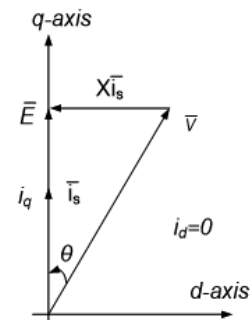
4. Stratégies de commande des vecteurs de courants

La commande vectorielle est couramment utilisée dans les systèmes à commande directe des alternateurs à aimant permanent [15]. Les courants de consigne sur l'axe en quadrature sont obtenus par la mesure de la vitesse, mais la consigne de courant sur l'axe direct peut être modifiée de différentes manières pour obtenir différents comportements de l'alternateur.

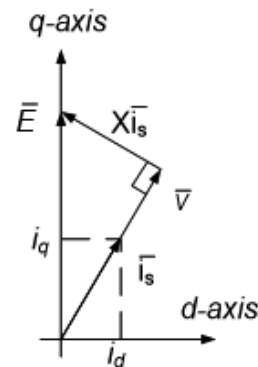
Trois stratégies sont habituellement utilisées pour contrôler les alternateurs à aimants permanents (Fig. 7). Chaque stratégie a des avantages et des inconvénients compte-tenu des conditions de fonctionnement et de la puissance produite.

La première stratégie est celle du couple maximum par ampère (Fig. 7(a)). Pour un couple donné, le courant nécessaire est minimisé et les pertes cuivre sont alors

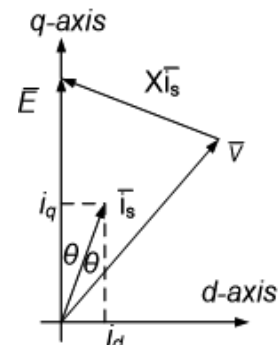
optimisées. En revanche, la tension simple est toujours plus grande que la fém induisant ainsi de plus grandes pertes fer. La deuxième stratégie est celle du facteur de puissance unitaire. On maximise alors le facteur de puissance (Fig. 7.) mais on obtient alors le courant le plus élevé et donc les pertes Joules les plus grandes des trois stratégies. Cependant, de l'analyse vectorielle, on déduit qu'avec cette stratégie la fém nous donnera les pertes fer les plus faibles. La troisième stratégie est celle à flux constant qui est un compromis entre les deux premières. La tension de phase est la même que celle de la fém et le courant de phase est réglé à une valeur intermédiaire de celle obtenue dans les deux autres cas. La chute de tension ohmique est négligée dans les diagrammes vectoriels.



(a) Commande couple maximum par ampère



(b) Commande à facteur de puissance unitaire



(c) Commande à flux constant

Fig. 7. Diagrammes vectoriels des stratégies de commande des courants

5. Résultats

Nos résultats se concentrent principalement dans le domaine des basses vitesses de marée. Pour les vitesses supérieures à la vitesse nominale, le couple est contrôlé pour maintenir la puissance nominale pour une turbine à pas fixe. Les deux stators sont commandés séparément de manière similaire.

La Fig. 8 montre les courbes de rendement de l'alternateur pour les trois stratégies de commande. Nous pouvons constater que dans la région comprise entre 0,6 m/s et 1,84 m/s, la commande à facteur de puissance unitaire permet d'obtenir le meilleur rendement. Puis, le contrôle de flux constant est la meilleure méthode pour les vitesses comprises entre 1,84 m/s et 2,6 m/s. Cependant, la méthode la plus simple et la plus communément utilisée ($i_d=0$ ou commande à couple maximum par ampère) possède les meilleures performances uniquement dans le petit intervalle autour de la vitesse nominale (2,7m/s). Sur la figure zoomée, nous pouvons voir que si l'on choisit correctement la stratégie de commande optimale, on peut augmenter l'efficacité du système d'au moins 1% dans une large gamme de vitesses de marée. Les pertes de puissances totales varient d'environ 10% suivant les différentes stratégies.

Table 2. Stratégies de commande optimales pour les différentes gammes de vitesse de courant

Vitesse des courants marins (m/s)	0,6 ~1,84	1,84 ~2,6	2,6 ~2,7
Stratégie de commande optimale	Commande à facteur de puissance unitaire	Commande à flux constant	Commande à couple maximum

La Table. 2 montre qu'il existe une stratégie optimale pour atteindre un meilleur rendement du système pour une gamme donnée de vitesses de marée. Les détails des pertes de puissance pour chaque stratégie sont donnés sur la Fig. 9. Pour une vitesse comprise entre 0,6 m/s et 1,84 m/s, les pertes fer constituent la part la plus importante des pertes de puissance. La stratégie de facteur de puissance unitaire qui permet de diminuer les pertes fer améliore alors le rendement du générateur.

Au contraire, dans le domaine des fortes vitesses (2,6 m/s à 2,7 m/s), les pertes cuivre sont prépondérantes. La commande à couple maximum est privilégiée par rapport aux deux autres même si elle accroît les pertes fer car elle permet de diminuer fortement les pertes cuivre. Le choix du contrôle à flux constant dans la gamme 1,84 m/s, 2,6 m/s est le résultat d'un compromis entre les pertes fer et cuivre. Les pertes par commutation et par conduction du convertisseur ont peu d'effet sur le choix des stratégies de commande.

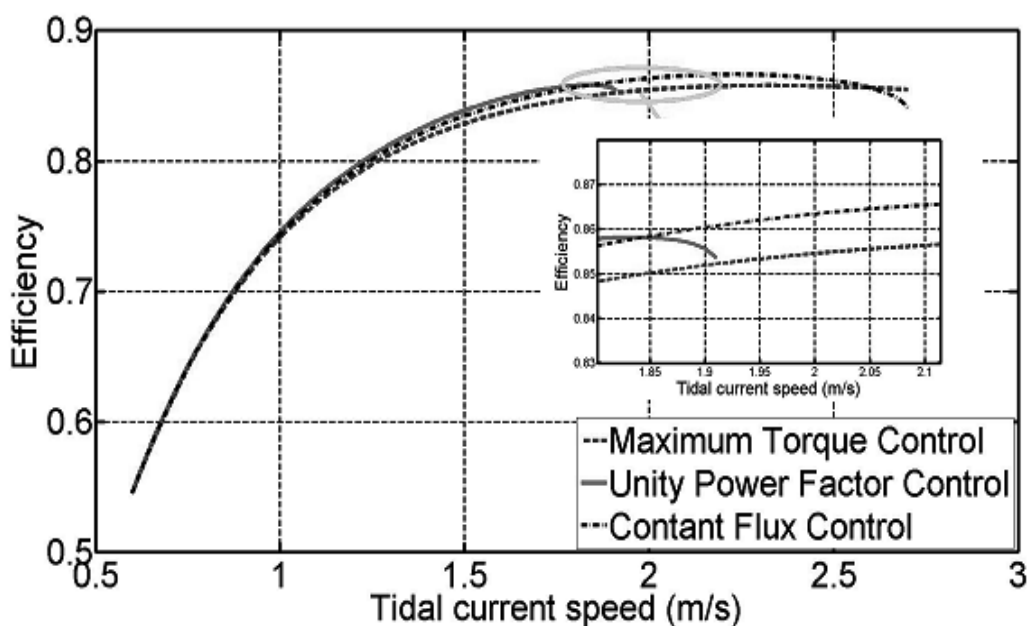


Fig. 8. Efficacité des trois méthodes de contrôle

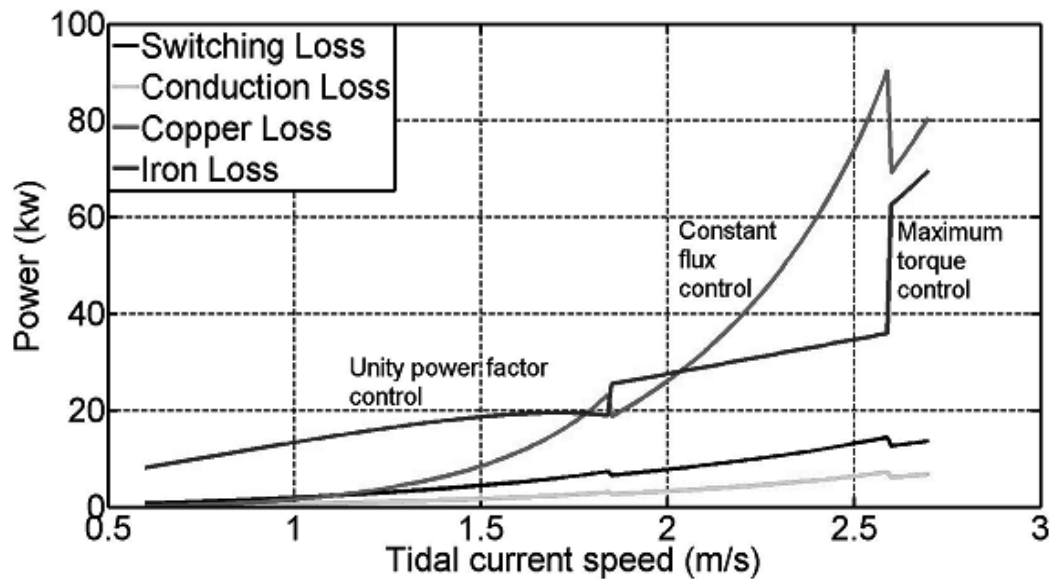


Fig. 9. Variation des pertes de puissance

6. Conclusion

Cet article présente les différences de rendements d'une DSSMPMG avec deux stators commandés séparément suivant trois stratégies de commande différentes. A puissance et vitesse fixées, il existe une stratégie optimale de commande pour obtenir le meilleur rendement possible. Les pertes du convertisseur associé au générateur sont prises en compte. Les résultats montrent que le contrôle du facteur de puissance unitaire et le contrôle de flux fixe sont les meilleurs choix pour des vitesses de marée comprises respectivement entre 0,6 m/s-1,84 m/s et 1,84 m/s-2,6 m/s. Cependant, la méthode la plus simple et la plus couramment utilisée en laboratoire ($i_d=0$ ou couple max par ampère) n'a de meilleures performances que dans un intervalle étroit de vitesses comprises entre 2,6 m/s et 2,7 m/s. Avec un simple changement de stratégie basé sur la vitesse du courant, le système peut alors délivrer une plus grande puissance électrique sur le réseau. Les travaux futurs se concentreront sur le dimensionnement et le modèle de commande dynamique de la DSSMPMG.

7. Bibliographie

- [1] T.J. Hammons, « Tidal power in the UK and worldwide to reduce greenhouse gas emissions », *International Journal of Engineering Business Management*, May 2011.
- [2] S. Benelghali, M.E.H. Benbouzid, J.F. Charpentier, « Marine tidal current electric power generation technology : state of the art and current status », *Electric Machines & Drives Conference, IEMDC'07. IEEE International*, vol.2, no., pp.1407-1412, May 2007.
- [3] A. Blavette, « Grid integration of wave energy and generic modelling of ocean devices for power system studies », PhD Dissertation of University College Cork, 2013.
- [4] J. Aubry, H.B. Ahmed, B. Multon, « Sizing Optimization Methodology of a Surface Permanent Magnet Machine-Converter System over a Torque Speed Operating Profile: Application to a Wave Energy Converter », *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011.
- [5] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, « Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives », *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 41, pp. 511-517, Oct. 1994.
- [6] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi, and S. Hibino, « High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor », *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, pp. 247-253, Mar. 1995.

- [7] C. Mademlis, J. Xypteras, N. Margaritis, « Loss minimization in surface permanent-magnet synchronous motor drives », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.47, no.1, pp.115,122, Feb 2000
- [8] B. Whitby, C.E. Ugalde-Loo, « Performance of pitch and stall regulated tidal stream turbines », IEEE Transactions on Sustainable Energy, vol. 5, no. 1, January 2014.
- [9] S. Benelghali, « On multiphysics modeling and control of marine current turbine systems », Thèse de l'Université De Bretagne Occidentale, Décembre 2009.
- [10] Z.B. Zhou, F. Sculler, J.F. Charpentier, M. Benbouzid, T.H. Tang, « Power limitation control for a PMSG-based marine current turbine at high tidal speed and strong sea state », Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2013 IEEE International , vol., no., pp.75,80, 12-15 May 2013
- [11] S.X. Niu, « Design, control and application of double-stator permanent magnet brushless machines », PhD dissertation of the University of Hong Kong, 2009.
- [12] J. Zhang, L. Moreau, M. Machmoum, P.E. Guillerm, «State of the Art in Tidal Current Energy Extracting Technologies », International Conference on Green Energy, March 2014.
- [13] S.X. Niu, K.T. Chau, and C. Yu, « Quantitative comparison of double stator and traditional permanent magnet brushless machines », American Institute of Physics, 2009.
- [14] N. Bernard, F. Martin, M.E. Zaim. « Design methodology of a permanent magnet synchronous machine for a screwdriver application », IEEE Transactions on Energy Conversion, Sept 2012.
- [15] R. Krishnan, « Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives », Taylor & Francis Group, 2010.

Simulation temps-réel des systèmes électriques – Implantation sur cible FPGA du simulateur temps réel d'un redresseur MLI triphasé

M. DAGBAGI, L. IDKHAJINE, E. MONMASSON

Université de Cergy-Pontoise, UFR-ST-GEII, IUT-GEII, 5 mail Guy Lussac, 95031 Neuville sur Oise
mohamed.dagbagi@gmail.com, lahoucine.idkhajine@u-cergy.fr, eric.monmasson@u-cergy.fr

Résumé Le travail présenté dans cet article consiste à mettre au point un simulateur temps-réel d'un redresseur MLI triphasé implanté sur cible FPGA (Field Programmable Gate Array). Ce redresseur alimente une charge résistive via une tension bus continu régulée par le circuit de commande des interrupteurs. Le simulateur développé est donc associé à celui des sources triphasées, à celui d'un filtre passif RL triphasé, à celui du condensateur de sortie du redresseur et à celui de la charge, tous déployés dans le but d'effectuer une validation HIL (Hardware In the Loop) de la commande. Outre les résultats de cette validation, les contraintes de développement des simulateurs temps-réel sur cible FPGA sont rappelées dans ce document. Une méthodologie de développement dédiée est également présentée.

Mots clés Validation Hardware In the Loop, Field Programmable Gate Array, Simulateur temps-réel.

I- INTRODUCTION

Répondant aux exigences toujours croissantes des systèmes électriques en matière de performances, de fiabilité et de coûts, les équipements de commande et de protection sont devenus de plus en plus sophistiqués.

Il est alors essentiel de valider ces équipements avant leur installation sur le système de puissance réel. Cette validation consiste à effectuer une évaluation rigoureuse de leurs performances pour comprendre leur impact global sur le système sous test.

Pour accélérer le cycle de développement et de validation de ces équipements, réduire les coûts et les risques engendrés par l'utilisation de maquettes physiques, la tendance actuelle consiste à remplacer et représenter les éléments (ou une partie des éléments) du système sous test par des simulateurs temps-réel. Cette procédure de validation est appelée, validation HIL (Hardware In the Loop), [2], [3].

L'objectif de ces simulateurs est de tester les équipements de contrôle/protection dans des conditions les plus naturelles possibles. Par conséquent, ces simulateurs temps réel doivent reproduire le plus fidèlement possible le comportement dynamique du système électrique sous contrôle.

Ces simulateurs subissent donc plusieurs contraintes. Une des plus importantes est appelée contrainte temps réel qui est le respect du temps imposé par les lois régissant les phénomènes concernés. L'objectif est de pouvoir satisfaire la contrainte temps-réel tout en obtenant des résultats de simulation les plus précis possibles. Un tel objectif n'est possible que si on peut implanter ces simulateurs sur un calculateur numérique très performant. Ainsi, grâce à leur rapidité d'exécution et leur capacité d'intégration, les FPGAs (Field

Programmable Gate Array) sont de bons candidats pour répondre efficacement aux nouveaux défis de la simulation temps réel des systèmes électriques, [2]-[4].

Le travail présenté dans ce document consiste à valider par procédure HIL l'algorithme de commande d'un redresseur MLI triphasé. Ce redresseur alimente une charge résistive en partant d'une source triphasée équilibrée. Un filtre RL triphasé coté réseau est également utilisé. L'objectif de cette commande est de réguler la tension bus continu fournie à la charge et de garantir un facteur de puissance unitaire du côté réseau. Lors de cette procédure HIL, le simulateur temps-réel du réseau (simplifié à une source de tension triphasée), celui du filtre passif RL, celui du redresseur, celui du condensateur de sortie ainsi que celui de la charge résistive sont déployés. Seul le développement sur cible FPGA du simulateur du redresseur MLI triphasé est détaillé dans ce document. Pour atteindre un haut niveau de finesse, le modèle adopté est basé sur l'approche ADC (Associated Discrete Circuit), [5], [6]. Cette approche permet une modélisation individuelle des interrupteurs de puissance en remplaçant chacun par une inductance lorsqu'il est fermé et par un condensateur (en série avec une résistance) lorsqu'il est ouvert.

Ce document est alors organisé comme suit. Nous commençons par rappeler les différentes contraintes liées au développement et implantation sur cible FPGA d'un simulateur temps-réel. Ensuite, nous détaillons la méthodologie de développement nécessaire pour répondre efficacement à ces contraintes. Ceci est suivi par l'application de cette méthodologie au développement du simulateur temps-réel du redresseur MLI triphasé.

II- CONTRAINTES DE DEVELOPPEMENT DE SIMULATEURS TEMPS-REEL A BASE DE FPGA

Le développement de simulateurs temps-réel et leurs implantation sur cible FPGA imposent la considération d'un certain nombre de contraintes dont nous rappelons ici les plus importantes.

1- Contraintes temporelles

Pour réaliser une simulation temps-réel, la contrainte fondamentale est le choix du pas de simulation approprié. Ce dernier doit être suffisamment long pour permettre l'exécution des équations des modèles et suffisamment court pour représenter, avec précision, le système simulé. De plus, le simulateur temps-réel doit être rigoureusement synchronisé avec le contrôleur. Dans le cas de systèmes électromagnétiques, il est communément accepté que le pas de simulation soit inférieur à 5%-10% de la plus petite constante de temps de ce système. Quant aux systèmes commutés, le choix est plus lié à la topologie du convertisseur et la façon dont il a été modélisé (modèle moyen, fonction de commutation, modèle Ron/Roff, modèle ADC ...). Dans le cas où les interrupteurs de puissance sont modélisés individuellement, le pas de simulation est généralement choisi inférieur à $1/100^{\text{ème}}$ de la plus petite période de commutation (inverse de la fréquence maximale des interrupteurs de puissance utilisés).

2- Contraintes de modularité

Le coût, au sens time-to-market, a une importance primordiale lors du développement d'un simulateur temps-réel. C'est la raison pour laquelle ce développement doit se baser sur une approche méthodologique de façon à le rendre structuré, flexible et moins intuitif. Par conséquent, la modularité et la réutilisabilité doivent être les principales lignes directrices du développement. Ceci nous amène donc à conclure sur la nécessité de mettre en place une bibliothèque d'IPs (Intellectual Property) regroupant et structurant de manière hiérarchique ces simulateurs. En ce sens, la figure 1 donne un aperçu de la bibliothèque dédiée aux systèmes électriques.

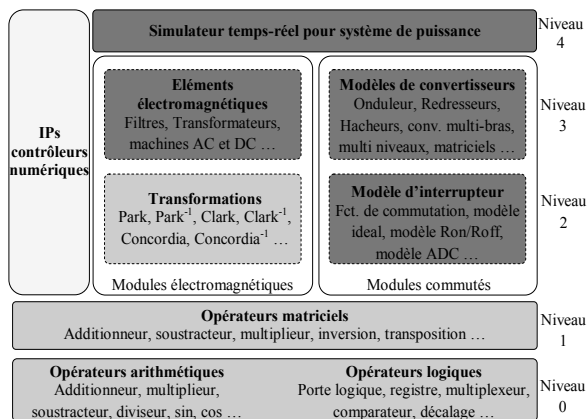


Figure 1. Bibliothèque d'IPs dédiées aux simulateurs temps-réels

3- Contraintes algorithmiques

La complexité algorithmique des modèles est également une des contraintes majeures à prendre en considération. Cette complexité est liée d'un côté à la finesse du modèle et de l'autre côté à la façon dont il a été numérisé.

Pour les éléments électromagnétiques du système, la complexité dépend de l'ordre des équations différentielles extraites suivant les hypothèses établies (repère, prise en compte ou non des saturations, la saillance ...). Quant aux convertisseurs statiques, la complexité dépend de la topologie et de l'approche de modélisation (modèle moyen, fonction de commutation, modèle Ron/Roff, modèle ADC ...).

Du point de vue de la numérisation, la complexité dépend du solveur numérique utilisé. En effet, le nombre d'opérations mathématiques est lié à la méthode de discrétisation (ZOH, Tustin, Euler, Runge-Kutta ...), celle-ci étant choisie pour garantir une bonne précision et un bon niveau de stabilité numérique.

Outre la complexité, le conditionnement des données est d'autant plus significatif. En effet, le bon choix du format des données numériques implique une bonne précision, un bon rapport signal à bruit et assure une bonne stabilité numérique. Pour ce faire le premier réflexe serait d'adopter un format virgule-flottante. Bien que ce format assure une bonne précision, il est important de souligner qu'en cas d'une implantation FPGA, un opérateur virgule-flottante est plus complexe à réaliser et a une latence plus élevée. Cela veut dire que dans certains cas et malgré une précision limitée, l'utilisation d'un format virgule-fixe reste une meilleure alternative.

4- Contraintes d'implantation sur cible FPGA

Bien que l'implantation sur cible FPGA de simulateurs temps-réel permette d'attendre des niveaux de performances élevés, il est essentiel de prendre en compte un certain nombre de contraintes d'implantation, particulièrement lorsqu'il s'agit d'algorithmes complexes.

Tout d'abord, l'utilisation des FPGAs permet de construire une architecture matérielle dédiée et donc de préserver le parallélisme inhérent à l'algorithme. Cependant, le niveau de parallélisme est directement lié aux ressources matérielles disponibles. La limitation de ces ressources doit donc être prise en compte lors du développement.

De plus le temps d'exécution obtenu doit être inférieur au pas de simulation pour garantir le temps-réel. Ce temps d'exécution dépend de la latence de l'architecture et de la fréquence de l'horloge. Cette fréquence est fortement liée à la qualité de l'architecture développée. Elle dépend plus précisément des temps de propagation entre les opérateurs arithmétiques et logiques utilisés dans l'architecture. Ces temps de

propagation doivent être optimisés pour atteindre une fréquence d'horloge satisfaisante.

III- METHODOLOGIE DE DEVELOPPEMENT

La prise en compte des contraintes discutées précédemment nécessite le suivi d'une méthodologie de développement bien structurée et moins intuitive. Nous proposons dans la figure 2 les étapes principales d'une telle méthodologie. Nous pouvons noter 4 grandes phases : la spécification préliminaire du système, le développement de l'algorithme, l'implantation FPGA ainsi que la phase d'expérimentation.

La première phase consiste alors à définir les caractéristiques à la fois du côté puissance et côté commande du système global dans lequel s'inscrit ou s'inscrivent le ou les simulateurs à développer.

La seconde phase est dédiée au développement de l'algorithme où les premiers choix concernent les modèles mathématiques à utiliser. Ces modèles seront organisés conformément à la bibliothèque d'IPs en modules. Durant la réalisation numérique, le pas de simulation approprié est d'abord choisi selon qu'il s'agisse d'un modèle électromagnétique ou d'un modèle commuté. Le solveur numérique et le format des données sont ensuite choisis tout en gardant en tête la complexité algorithmique qu'ils induisent.

La phase d'implantation FPGA débute par la construction de l'architecture FPGA dédiée à chaque module, le point de départ étant d'évaluer la disponibilité des ressources FPGA à allouer à chacun de ces modules. Une fois l'architecture développée, elle sera codée (par exemple en VHDL). Ceci est alors suivi d'une validation fonctionnelle du code et de l'évaluation des performances temps/ressources (latence, fréquence maximale d'horloge, ressources consommées). Ces dernières seront enfin comparées aux contraintes imposées (temps d'exécution maximal pour garantir le temps-réel, les ressources disponibles).

Finalement, la dernière phase est consacrée à l'expérimentation incluant à la fois la validation HIL (pendant laquelle les simulateurs temps-réel seront déployés) et la validation expérimentale de l'ensemble du système.

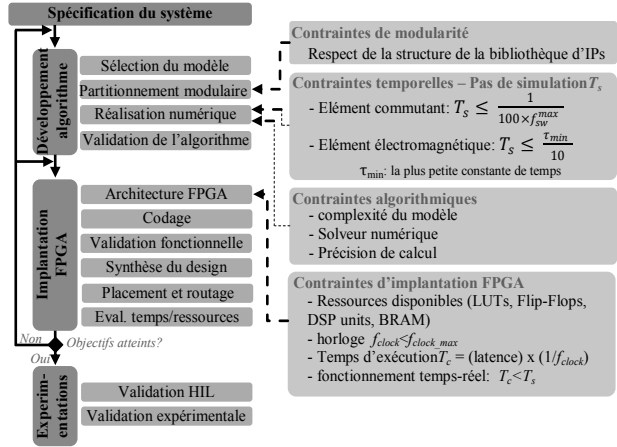


Figure 2. Méthodologie de développement dédiée aux simulateurs temps-réel

IV- CAS D'ETUDE – DEVELOPPEMENT DU SIMULATEUR TEMPS-REEL D'UN REDRESSEUR MLI TRIPHASÉ.

Dans cette partie, nous allons nous intéresser au développement du simulateur temps-réel d'un redresseur MLI triphasé implanté sur cible FPGA. Elle est organisée suivant les étapes de la méthodologie décrites précédemment. La figure 3-(a) représente la topologie de ce convertisseur.

Ce convertisseur est utilisé pour redresser la tension issue d'un réseau triphasé équilibré (230/400V, 50Hz). Cette tension est ensuite filtrée via un condensateur (0.0011F) et fournie à une charge (ici résistive, 100Ω). Un contacteur est utilisé pour connecter et déconnecter cette charge. Enfin un filtre réseau est utilisé constitué d'une résistance de 0.8Ω et d'une bobine de 20mH. La figure 4 donne un aperçu global du système.

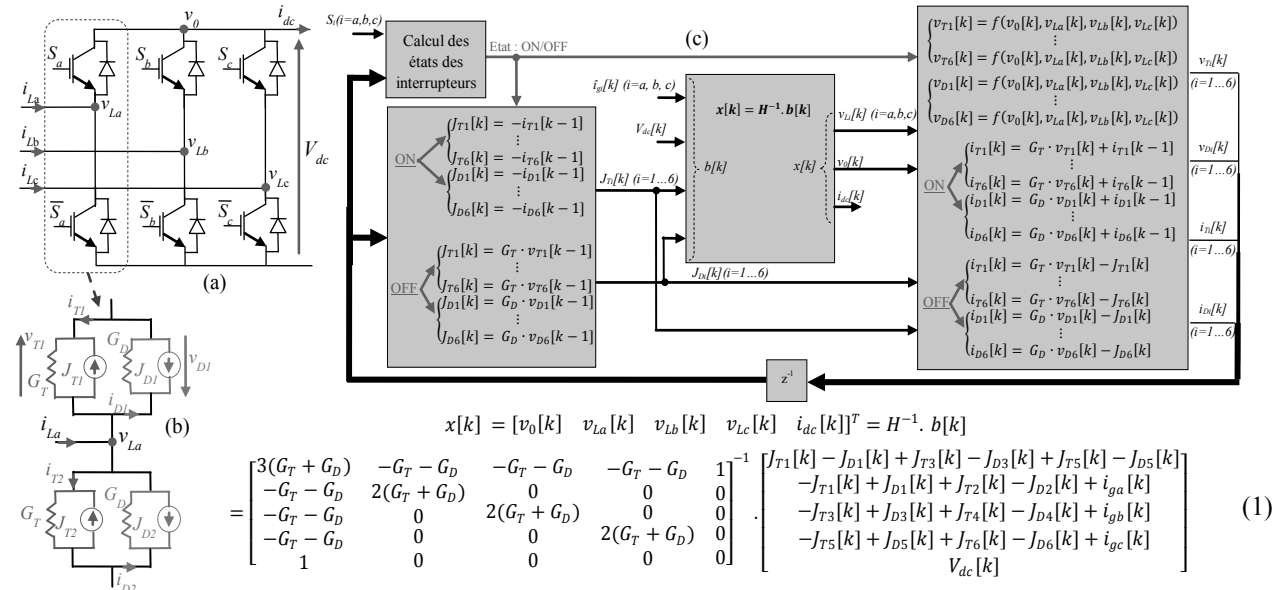


Figure 3. (a) Topologie du convertisseur; (b) circuit ADC pour un bras; (c) Synoptique du modèle ADC global

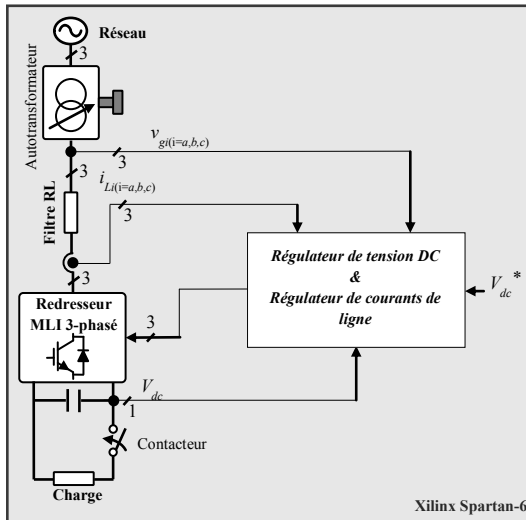


Figure 4. Structure du système électrique simulé en temps-réel

L'ensemble de ce système est simulé en temps-réel et implanté sur cible FPGA de la famille Xilinx Spartan-6, [7]. Le but étant d'effectuer une validation HIL (Hardware-In-the-Loop) du contrôleur. Ce dernier permet de réguler la tension du bus continu et d'assurer un facteur de puissance unitaire du côté réseau, [1].

Dans la suite de ce papier, nous nous intéresserons uniquement au développement du simulateur temps-réel du redresseur MLI triphasé.

1- Développement de l'algorithme

Le simulateur temps-réel du redresseur développé calcule les tensions de ligne $v_{Li(i=a,b,c)}$ et le courant bus continu I_{dc} à partir des courant de ligne $i_{Li(i=a,b,c)}$, de la tension bus continu V_{dc} et des signaux de commande $S_{i(i=a,b,c)}$.

a- Sélection du modèle

L'approche de modélisation adoptée dans ce travail est basée sur le modèle ADC équivalent, [5], [6]. Cette approche garantie une meilleure finesse du modèle puisqu'elle permet de représenter individuellement la dynamique de chaque interrupteur de puissance par un circuit RLC.

Un modèle ADC permet donc de représenter un interrupteur par une inductance (L_{sw}) lorsque cet interrupteur est fermé et par un condensateur (C_{sw}) lorsqu'il est ouvert. Pour éviter les oscillations dues au circuit LC, une résistance amortissante (R_{sw}) est placée en série avec le condensateur (C_{sw}).

Une fois le circuit L et le circuit RC sont discrétisés (voir la partie réalisation numérique), un circuit équivalent commun est extrait. Pour chaque interrupteur, ce circuit est formé par une source de courant dépendante en parallèle avec une conductance. La figure 3-(b) montre le circuit équivalent pour un bras du redresseur MLI. J_{Ti} (resp. J_{Di}) correspond à la source de courant dépendante du transistor T_i (resp. diode D_i). Les tensions v_0 , $v_{Li(i=a,b,c)}$ correspondent aux tensions de nœuds et les

courants i_{Ti} (resp. i_{Di}) aux courant de branches. G_{Ti} (resp. G_{Di}) correspond à la conductance équivalente.

Lorsque l'interrupteur de puissance est fermé, cette conductance est,

$$G_{T/D} = \frac{T_s}{L_{sw}} \quad (2)$$

Lorsque l'interrupteur de puissance est ouvert, elle s'écrit comme suit,

$$G_{T/D} = \frac{C_{sw}}{R_{sw} \cdot C_{sw} + T_s} \quad (3)$$

Notons que T_s correspond au pas de simulation.

Pour établir les relations entre les courants et tensions du convertisseur, une analyse nodale, [5], [6], est effectuée et ces relations sont ensuite écrites sous forme matricielle :

$$H \cdot x[k] = b[k] \quad (4)$$

Où H est la matrice de conductances, $x[k]$ est le vecteur de sortie regroupant les tensions de nœud v_0 , $v_{Li(i=a,b,c)}$ ainsi que le courant bus continu $I_{dc}[k]$. Le vecteur $b[k]$ est formé, pour chaque nœud, de combinaisons des courants $J_{Ti}[k]/J_{Di}[k]$, des courants $i_{Li(i=a,b,c)}$ et de la tension bus continu $V_{dc}[k]$ (voir l'équation 1). Le vecteur $x[k]$ est calculé à chaque pas de simulation T_s .

La conductance équivalente de chaque interrupteur varie suivant qu'il soit ouvert ou fermé. Pour optimiser la complexité et éviter l'inversion en ligne de la matrice H , nous pouvons définir une relation entre L_{sw} , C_{sw} et R_{sw} pour rendre la valeur de la conductance constante quelques soit l'état de l'interrupteur. Cette relation est donc :

$$R_{sw} = \frac{L_{sw}}{T_s} - \frac{T_s}{C_{sw}} \quad (5)$$

b- Partitionnement modulaire

Le modèle ADC du redresseur MLI triphasé a été divisé en plusieurs modules organisés hiérarchiquement conformément à la bibliothèque présentée précédemment. La figure 3-(c) montre les modules des niveaux hiérarchiques 2 et 3, chacun étant subdivisé en sous-modules de niveaux hiérarchiques inférieurs.

Outre le partitionnement, ces modules sont synchronisés comme suit. A chaque pas de simulation, les états des interrupteurs sont d'abord déterminés en fonction des signaux de commande issus du contrôleur $S_{i(i=a,b,c)}$ et des courants/tensions $V_{T/Di(i=1...6)}[k-1]$ et $i_{T/Di(i=1...6)}[k-1]$. Les courants de sources dépendantes $J_{Ti}[k]/J_{Di}[k]$ sont ensuite calculés. Les combinaisons nécessaires sont alors effectuées de façon à former le vecteur $b[k]$ utilisé pour calculer le vecteur $x[k]$. Nous rappelons que la matrice H^1 est constante quelques soient les états des interrupteurs. Le traitement se termine par le calcul des tensions $v_{T/Di(i=1...6)}[k]$ et des courants $i_{T/Di(i=1...6)}[k]$.

c- Réalisation numérique

Pour satisfaire les contraintes temporelles, le pas de simulation a été fixé à 500ns. Nous rappelons que ce choix est fait dépendamment de la période de commutation minimale ($1/100^{\text{ème}}$ de cette période, ici 50 μ s).

La méthode de discrétisation adoptée pour approximer les dérivées des circuits L et RC est la méthode Backward Euler. Cette méthode a l'avantage de réduire les oscillations numériques aux instants de commutation.

Quant au format de données, le format virgule fixe 32Q28 a été choisi ; 32 bits avec 28 bits pour la partie fractionnaire. Nous notons ici que toutes les données sont normalisées et les valeurs de base choisies sont 563V pour les tensions et 4 A pour les courants.

d- Validation de l'algorithme

Lors de cette étape, une simulation hors ligne est effectuée pour valider le fonctionnement des modèles à l'aide des outils Matlab/Simulink. Les figures 5 et 6 ci-dessous présentent les résultats obtenus. Dans un premier temps la figure 5 montre les allures des tensions/courants pour le transistor IGBT1 et la diode D2 (voir figure 3(a)) à l'échelle de la commutation. Les paramètres L_{sw} , C_{sw} et R_{sw} ont été respectivement fixés à 160 μ H, 1.6nF et 7.5 Ω .

La figure 6 montre quant à elle les allures à l'échelle du système global (Figure 4). Elle montre l'allure de la tension bus continu régulée autour de 200V, l'allure de la tension réseau et du courant de ligne avant et après connexion de la charge et qui sont bien en phase (facteur de puissance unitaire).

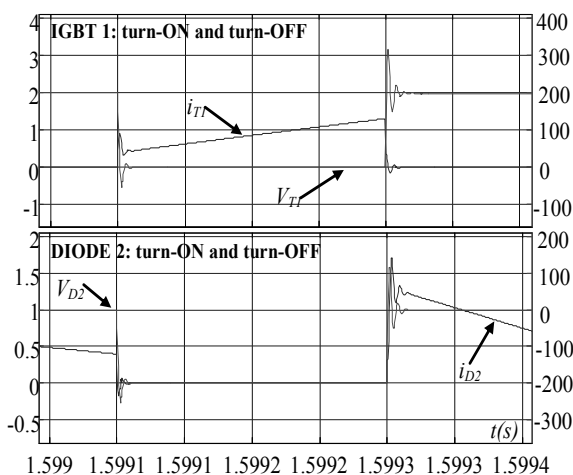


Figure 5. Résultats de simulation hors-ligne Durant une commutation ($h: 50\mu$ s/div; $v: 100$ V/div, 1A/div pour le transistor, 0.5A/div pour la diode)

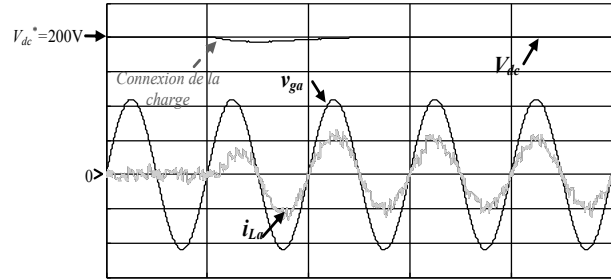


Figure 6. Simulation de l'ensemble du système avant et après connexion de la charge. ($h: 20$ ms/div; $v: 50$ V/div, 2.5A/div)

2- Implantation FPGA

La figure 7 illustre l'architecture matérielle développée du simulateur de l'ensemble du système. Pour concevoir cette architecture, un partitionnement modulaire est adopté. L'architecture développée est principalement composée de cinq modules.

La coordination entre tous ces modules est assurée par une unité de contrôle globale qui active les modules à des instants bien définis. Cette unité active d'abord le module du condensateur de stockage. Lorsque le calcul de ce dernier est achevé, le module de la charge est exécuté. Dès que le calcul du module de la charge est terminé, l'exécution du module de filtre RL triphasé est lancée. Enfin, le module redresseur MLI est activé.

Le module du redresseur MLI est également divisé en plusieurs sous modules. Ce partitionnement modulaire permet d'exécuter plusieurs de ces modules en parallèle. Cela permet donc de réduire considérablement le temps d'exécution de l'architecture du simulateur. Les tensions de nœuds V_{La} , V_{Lb} et V_{Lc} sont indépendantes. Par conséquent, elles sont calculées en parallèle. Le courant i_{dc} est aussi calculé indépendamment des tensions de nœuds. Puisqu'ils sont indépendants l'un de l'autre, les sources de courants J_{Ti} et J_{Di} sont également calculées en parallèle. Les courants i_{Ti} et i_{Di} et les tensions V_{Ti} et V_{Di} sont aussi indépendants, donc calculés en parallèle.

Un chemin de données (unité de traitement) et un séquenceur (unité de contrôle) sont conçus pour chaque module et sous module. Pour optimiser le nombre des ressources consommées sur FPGA et le temps de calcul, deux techniques sont utilisées. La première est la méthodologie A^3 (Adéquation Algorithme Architecture). Elle consiste à appliquer un processus de factorisation à l'opérateur de multiplication qui est l'opérateur le plus gourmand en termes de consommation des ressources matérielles sur FPGA. Quant à la deuxième, c'est la technique de pipeline. Elle est adoptée pour assurer la réduction du temps de calcul. Elle consiste à décomposer l'exécution d'un algorithme en plusieurs séquences selon la dépendance des données. Ceci est assuré par l'insertion des registres entre deux opérateurs arithmétiques successifs constituant l'algorithme.

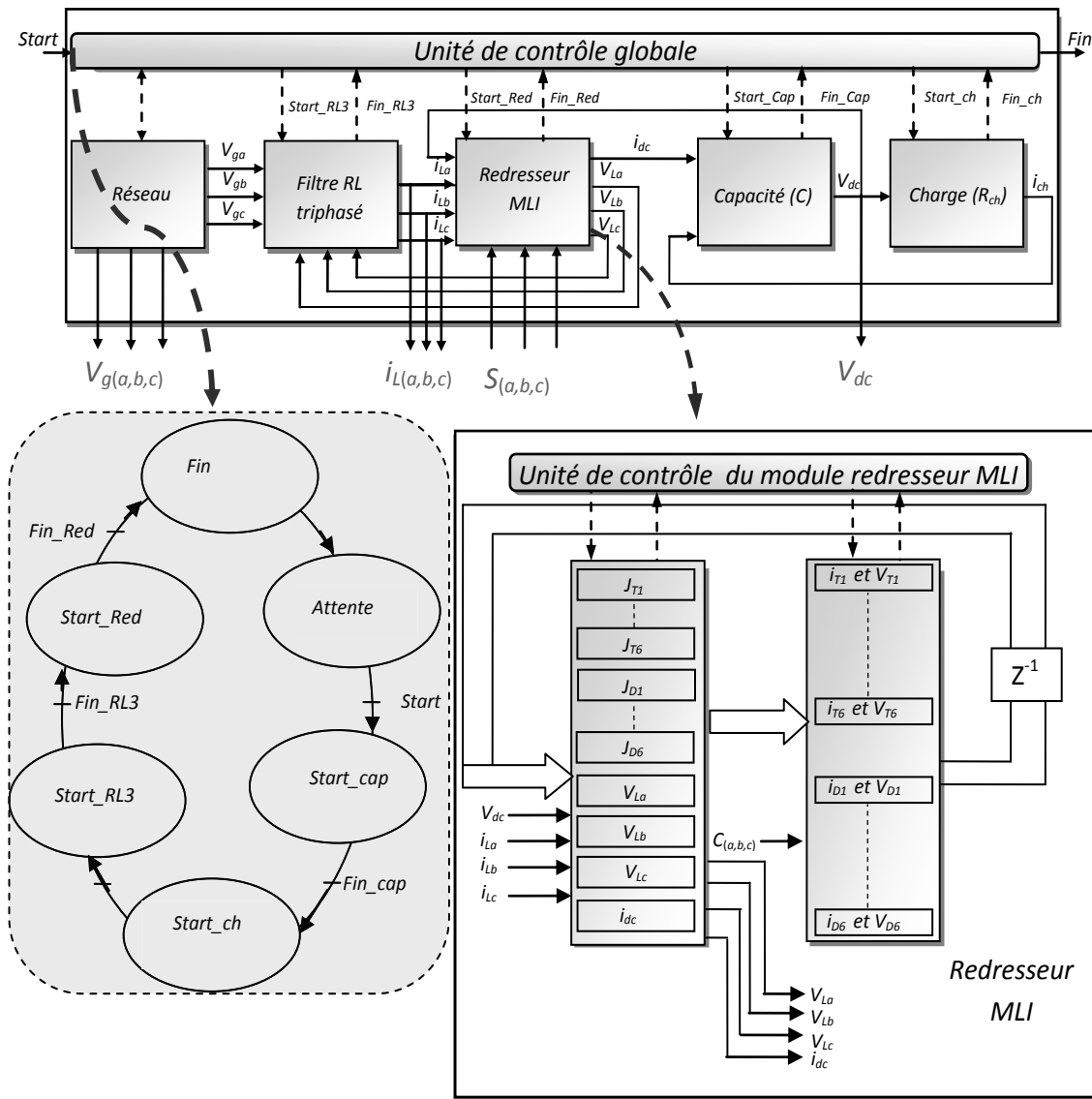


Figure 7: Architecture matérielle modulaire du système électrique à simuler

L'architecture du simulateur développée est codée en utilisant le langage de description matérielle VHDL. Puis elle est implantée sur un FPGA Spartan-6 XC6SLX45 de Xilinx. Le temps d'exécution de l'architecture globale développée est égal de 470ns. Ce temps d'exécution est obtenu pour une fréquence d'horloge égale à 100Mhz. Les ressources consommées ont été évaluées à 42% des ressources disponibles sur FPGA (Spartan-6 XC6SLX45).

3- Validation HIL du contrôleur

La validation HIL du contrôleur est une étape intermédiaire entre une simulation purement logicielle à l'aide d'outils logiciels et un test purement expérimental. Lors de cette phase de développement, les éléments du système de puissance sont donc remplacés par leurs simulateurs temps-réel, tous implantés avec le contrôleur dans la même cible FPGA. Pour pouvoir accéder aux données internes, l'outil ChipScope fourni avec la suite Xilinx est utilisé. Ce logiciel permet une communication USB entre le PC hôte et le FPGA via

des modules supplémentaires qui doivent être également implantés. Ces modules sont :

- Le module ILA (Integrated logic analyser Core) : il permet de stocker (à chaque pas de calcul) les données à visualiser dans les blocks mémoire dédiés. Ces données sont ensuite transmises via la liaison USB à travers le module ICON.
- Le module ICON (Integrated Controller Core) : il permet de gérer la communication entre le FPGA et le PC hôte.

Les figures 8 et 9 montrent les résultats obtenus en boucle fermée. Dans un premier temps, les allures des tensions/courants dans le simulateur temps-réel du redresseur MLI, à l'échelle de la commutation, sont fournies à la figure 8. Elles montrent le courant et la tension aux bornes du transistor IGBT1 (voir la figure 3-(a)) ainsi que le courant et la tension aux bornes de la diode D2. La figure 9 montre les allures, à l'échelle du système, des tensions (bus continu, tension de phase) et

des courants de ligne avant et après connexion de la charge.

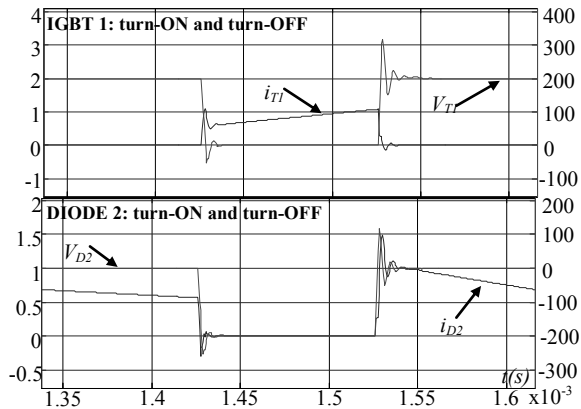


Figure 8. Résultats HIL durant une commutation (h : $50\mu\text{s}/\text{div}$; v : $100\text{V}/\text{div}$, $1\text{A}/\text{div}$ pour le transistor, $0.5\text{A}/\text{div}$ pour la diode)

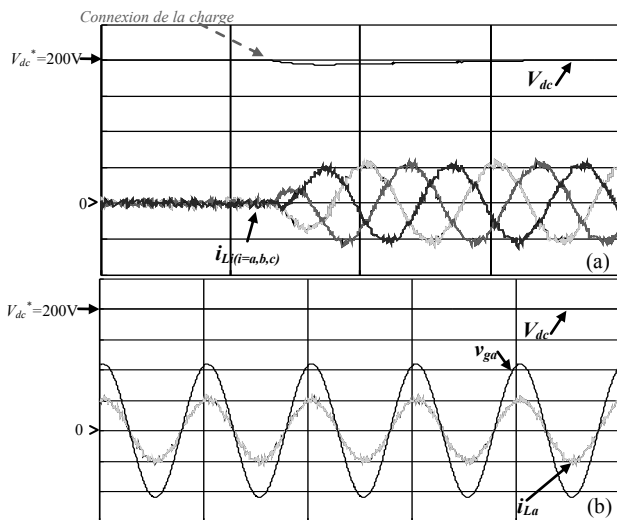


Figure 9. Résultats HIL durant (a) la connexion de la charge et (b) en régime permanent (h : $50\text{ms}/\text{div}$; v : $50\text{V}/\text{div}$, $2.5\text{A}/\text{div}$)

V- CONCLUSION

La simulation temps-réel des systèmes électriques est de nos jours une des étapes clés permettant d'optimiser le coût et le temps de développement de ces systèmes. Elle permet à travers des tests HIL d'effectuer une validation en prenant en compte tous les modes de fonctionnement et toutes les possibilités qui ne seraient pas réalisables avec une maquette expérimentale.

Pour ce faire, il est important de développer des simulateurs temps-réel capables de représenter les éléments de ces systèmes avec une grande finesse et précision. Cela implique alors l'utilisation de calculateurs numériques à haute puissance de calcul et haute capacité d'intégration et les composants FPGAs répondent parfaitement à cette exigence.

Pour étayer ces propos, le travail réalisé et présenté dans ce document consiste à développer et implanter sur cible FPGA le simulateur temps-réel d'un redresseur MLI triphasé. Dans l'exemple d'application choisi, ce redresseur alimente une charge résistive via une tension

bus continu régulée par le circuit de commande des interrupteurs. Ce simulateur est donc associé à celui des sources triphasées, à celui d'un filtre passif RL triphasé, à celui du condensateur de sortie du redresseur et à celui de la charge, tous déployés dans le but d'effectuer une validation HIL (Hardware In the Loop) de la commande.

NOMENCLATURE

a, b, c	Références du système triphasé
sw	Indice de l'interrupteur
T	Transistor
D	Diode
dc	Bus continu
g, L	Indice de tension réseau et indice de tension de ligne
*	Indice de la tension de référence
T_s	Pas de simulation
$R, L, C,$	Résistance, inductance, capacité,
G	conductance
V_i	Tension de nœud
S	Signal de commande de l'interrupteur de puissance
J	Source de courant dépendante

BIBLIOGRAPHIE

- [1] M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, A. Trzynadlowski, "Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers", *Mathematics and Computers in Simulation* 63, pp 349–361, 2003.
- [2] M. Matar, M. Saedifard, A. Etemadi, R. Irvani, "An FPGA-Based Hardware-in-the-Loop Simulator for Multilevel Converter Systems, " *International Conference on Power Systems Transients (IPST2011)* in Delft, The Netherlands, June 14-17, 2011.
- [3] S. Tae, Cha, Q. Wu, A. H. Nielsen, J. stergaard, In Kwon, Park, "Real-Time Hardware-in-the-Loop (HIL) Testing for Power Electronics Controllers," *Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, 2012.
- [4] M. Matar, R. Irvani "Massively Parallel Implementation of AC Machine Models for FPGA-Based Real-Time Simulation of Electromagnetic Transients", *IEEE Trans on Power Delivery*, vol. 26, no. 2, April 2011.
- [5] P. Pejovic and D. Maksimovic, "A Method for Fast Time-Domain Simulation of Networks with Switches," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 4, pp. 449–456, 1994.
- [6] M. Dagbagi, L. Idkhajine, E. Monmasson, and I. Slama-Belkhdja, "FPGA Implementation of Power Electronic Converter Real-Time Model," *International Symposium On Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion Sorrento, Italy, June, 2012.*
- [7] Xilinx online documentation available online at <http://www.xilinx.com>.

Séance d'Essais systèmes en BTS Electrotechnique sur le thème "Asservissement & LabView d'une MCC"

JEAN-PHILIPPE ILARY, FRANCK LE GALL

29 rue du Maréchal Joffre, 78000 Versailles

jean-philip.ilary@ac-versailles.fr, Franck.legall@ac-versailles.fr

Résumé : Le thème des asservissements pose souvent des difficultés importantes de compréhension à nos étudiants de STS Electrotechnique. L'approche que nous en avons habituellement dans ces formations est parfois improductive avec nos élèves actuels. En effet, nous utilisons soit des régulateurs industriels, soit des montages à base d'électronique analogique nécessitant de nombreux câblages. La première méthode a le mérite de permettre aux étudiants de réaliser rapidement la régulation et/ou l'asservissement demandé mais au détriment de la compréhension fine des éléments du système. La seconde méthode permet de bien comprendre chaque partie de la boucle d'asservissement mais elle est parfois trop complexe et trop longue à réaliser. Dans cet article nous décrivons l'utilisation du Labview dans une application de régulation de vitesse d'une petite MCC. Cette approche vise à trouver un compromis entre les deux approches précédentes. En un mot, permettre aux étudiants de mettre en œuvre un asservissement classique avec du matériel moderne tout en comprenant finement le rôle de chaque organe de la boucle de régulation.

1. Introduction

En seconde année de STS électrotechnique, les séances d'essais systèmes sont comptées. Nous disposons que de 6h/semaines pendant sur le premier semestre. Le premier semestre est décomposé en une première série de 6 semaines principalement axée sur les régimes dynamiques des moteurs (thermique et énergétique), puis une seconde série qui permet d'aborder les asservissements. Les TP sont organisés autour de systèmes complets soit à l'aide de régulateurs industriels, soit sur des montages type moteur/tachy.

Dans cet article nous présentons une activité correspondant à deux TP de 6h chacun, dans laquelle nous initiions les étudiants à la pratique de Labview avec l'objectif de réaliser un asservissement de vitesse dont les paramètres des correcteurs seront réglés suivant de la méthode de Broïda.

La première des deux séances de TP permet aux étudiants de s'initier à LabView. Dans le second TP les étudiants mettent en œuvre une régulation de vitesse à l'aide de l'outil logiciel LabView et d'une carte NI-DAQ USB 6009.

2. Initiation à LabView (TP1)

Après quatre pages sur LabView et sur sa programmation (surtout sur les notions de type de données), les étudiants sont amenés à écrire leur premier programme.

EXEMPLE 1 : Prise en main de LabVIEW

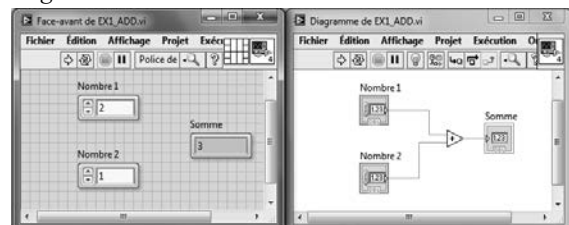
Ecrire un programme qui réalise la somme de deux nombres saisis par l'opérateur et affiche le résultat.

Exemple de solution en fin de document.

Les étudiants ont la solution complète en fin de document, afin de pouvoir se corriger seul.

Solution Exemple 1 : Prise en main de LabVIEW

Lancer LabVIEW, choisir « Nouveau VI » et afin d'organiser le bureau de LabVIEW, cliquer sur le menu « Fenêtre → Mosaique verticale » ou Crtl+T. A gauche vous avez la face avant et à droite le Diagramme.



Ensuite, à travers les exemples 2 et 3, les étudiants abordent les tests, et les boucles. A chaque fois, ils peuvent trouver en fin de document des éléments de correction. Tout cela leur permet d'aborder la dernière partie de cette formation à LabView, c'est-à-dire la mise en œuvre d'une carte NI-DAQ.

La finalité de l'exemple 4 est d'acquérir une tension variant entre 0 et 5V, de la traiter afin de générer un signal analogique compris entre 0 et 5V.

EXEMPLE 4 : Mise en œuvre d'un générateur de tension à l'aide de la carte NI_DAQ

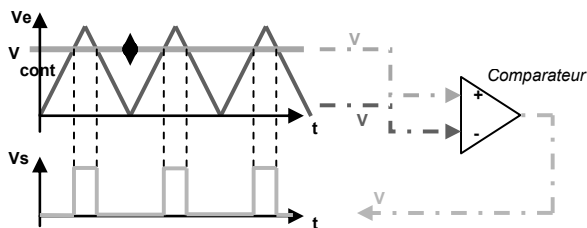
Nous allons réaliser un signal MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion) à l'aide du logiciel LabVIEW 2014 et d'une carte USB-6009.

L'objectif va être de générer un signal V_s dépendant de deux signaux V_e et V_{cont} . V_e sera un signal en triangle (0V à +5V) généré par Labview et V_{cont} une tension continue pouvant varier de 0 à +5V générée par Labview. Pour cela, utiliser les sources disponibles dans le logiciel.

Afin d'atteindre cet objectif, il est préférable de suivre les étapes suivantes :

Etape n°1 : Ecrire un programme affichant sur un graphe déroulant (waveform chart) les signaux V_e et V_{cont} générés par LabVIEW. Quelle est la fréquence maximale que l'on peut donner à V_e sachant que ce signal sera ensuite une entrée de la carte USB-6009 ?

Etape n°2 : En utilisant le comparateur ci-dessous, modifier le programme afin de générer le signal V_s ci-dessus et l'afficher sur un nouveau graphe.



Etape n°3 : En utilisant les blocs "assistant DAQ", modifier le programme afin de répondre au CdC suivant :

- Le signal V_e (triangle) correspond à l'entrée n°1 du DAQ et est généré par un GBF,
- Le signal V_{cont} correspond à l'entrée n°2 du DAQ (du même bloc) et est généré par une alimentation stabilisée,
- Le signal V_s est envoyé sur la sortie n°1 du DAQ et est généré par votre programme. Acquérir le signal $V_s(t)$ sur un oscilloscope.

3. Mise en œuvre d'une régulation (TP2)

Ce second TP permet aux étudiants de réinvestir les connaissances de Labview vues lors du TP1, pour mettre en œuvre un asservissement de vitesse d'une MCC avec régulateur PID. Par ailleurs, ils doivent être capable d'extraire des informations d'une documentation sur la régulation industrielle pour choisir les paramètres de correcteurs.

3.1. Matériel utilisé

Le matériel nécessaire à la réalisation de ce TP est assez courant dans les laboratoires de Génie Electrique. Il s'agit :

- Variateur, banc de MCC (100 W, 3000 tr/min) et bobine de 100 mH,
- Alimentation continue 30V-10 A
- Bloc de mesure Modelec
- Oscilloscope et GBF
- Logiciel Labview et carte NI-DAC

3.2. Identification des paramètres PID - Méthode de Broïda

Afin d'améliorer les performances globales de l'asservissement de vitesse d'une MCC, il est nécessaire d'introduire dans la boucle fermée un correcteur. La détermination de ces paramètres est cruciale et surtout complexe. Des méthodes expérimentales de détermination des paramètres ont été développées et sont devenues acceptables pour la majorité des applications. Toutefois une méthode est généralement adaptée à un type de réponse.

3.2.1. Découverte de la méthode de Broïda

Lire le document d'accompagnement sur la **régulation industrielle** (particulièrement la fiche 27) dans l'objectif de mettre en œuvre la méthode dite de Broïda dans la suite du TP.

Synthétiser en quelques lignes la méthode de Broïda et préciser en particulier :

- Quel essai allez vous mettre en oeuvre ?
- Quelles mesures allez-vous réaliser ?
- Comment allez-vous choisir le type de correcteur P, PI ou PID ?
- Comment vous allez déterminer les valeurs des correcteurs.

3.2.2. Essais en boucle ouverte

Le moteur, associé à une dynamo tachymétrique, est alimenté par un variateur de vitesse (hacheur 4Q).

La consigne de vitesse est un échelon de vitesse réalisé avec un GBF électronique.

La tension issue de la dynamo tachymétrique permet de visualiser l'image de la vitesse de l'arbre moteur de la MCC.

Etape n°1 :

Réaliser le montage permettant de soumettre la chaîne variateur-MCC-dynamo tachymétrique à un échelon de tension.



Après validation par le professeur, réaliser un essai et visualiser la réponse à un échelon de tension sur l'oscilloscope.

Etape n°2 :

Caractériser sa réponse en termes de précision, rapidité, stabilité.

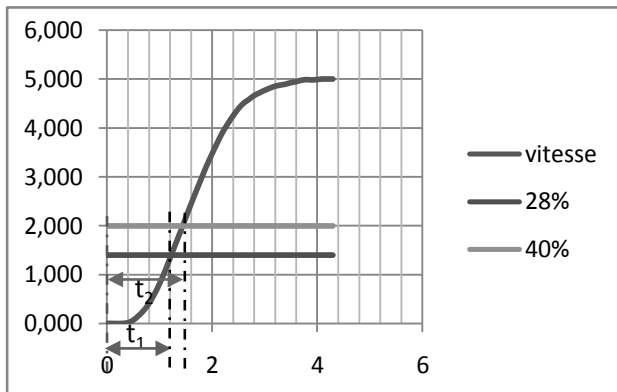
Etape n°3 : Application de la méthode de Broïda

1. Identifier les paramètres du processus en boucle ouverte (K , τ et θ),

2. Déterminer quel correcteur est le plus adapté pour la boucle de vitesse,

3. Déterminer les valeurs numériques du correcteur choisi.

Le résultat de cet essai est donné sur la figure ci-dessous qui représente la réponse en vitesse (l'image de la vitesse est donnée en volts) à un échelon de tension:



On obtient alors les constantes de temps :

$$K = \frac{\Delta \text{vitesse}}{\Delta \text{consigne}} = 2$$

$$\theta = 5,5(t_2 - t_1) = 1,92 \text{ s}$$

$$\tau = 2,8.t_1 - 1,8.t_2 = 0,57 \text{ s}$$

et la fonction de transfert estimée (assimilée à un premier ordre avec retard) du système.

$$H(p) = \frac{K}{1 + \theta p} e^{-\tau p}$$

Estimation du type de correcteur

En fonction du rapport τ/T , la méthode de Broïda permet de choisir le correcteur :

θ/τ	≤ 2	≤ 5	≤ 10	≤ 20	$\Rightarrow +\infty$
Type de régulateur	Smith(*)	PID	PI	P	TOR

(*) Le prédicteur de SMITH est un régulateur qui permet d'obtenir d'intéressantes performances dans le cas où le système à régler comprend un retard pur élevé. SMITH considère que le retard intrinsèque au process peut être hors de la boucle.

Ici lors de cet essai en BO, on a obtenu $\theta/\tau=3,4$. On choisi donc un correcteur PID

Réglage du correcteur

Une fois que le type de régulateur a été choisi, on sert du tableau suivant pour déterminer complètement les paramètres du correcteur.

	P	PI série	PI //	PID série	PID //	PID mixte
K_r		$0,8 \frac{\theta}{K.\tau}$		$0,85 \frac{\theta}{K.\tau}$	$\frac{0,83}{K.\tau} (\theta + 0,4.\tau)$	
τ_i	Maxi	θ	$1,25.K.T$	θ	$\frac{1,3K}{\tau}$	$\theta + 0,4.\tau$
τ_d		0		$0,4.\tau$	$\frac{0,35\theta}{K}$	$\frac{\theta.\tau}{T + 2,5.\theta}$

Pour un PID Série, on obtient :

- $K_r = 0,85 \frac{\theta}{K.\tau} = 1,43$
- $\tau_i = \theta = 1,92s = 0,032min$
- $\tau_d = 0,4.\tau = 0,228s = 0,0038 min$

3.3. Préparation de la boucle de retour et du correcteur

Etape n°1 :

A l'aide du logiciel Labview et des blocs que vous avez découverts dans la première partie de ce TP, préparer un VI permettant de prendre en compte :

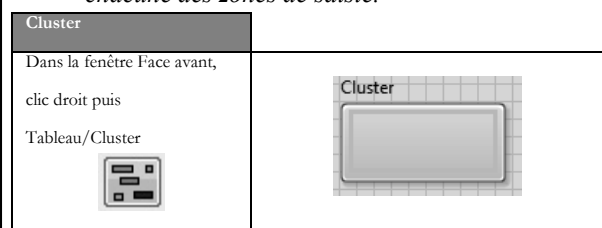
- la consigne de vitesse (générée par un bloc "générer un signal"), la fréquence de ce signal devra être réglable à l'aide d'un bouton en face avant.
- la mesure de la vitesse (issue de la dynamo tachymétrique).
- la visualisation sur un graphe déroulant des signaux "mesure vitesse" et "consigne vitesse"

Etape n°2 :

Ajouter le bloc PID à votre VI. Ajouter un cluster pour le choix des valeurs de P, I et D sur la face avant.

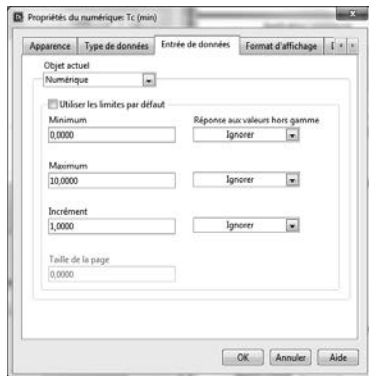
Fabrication du cluster (regroupement) :

Le correcteur est composé de trois grandeurs réelles positives. Donc pour commencer placer sur la face avant le cluster. L'agrandir afin de pouvoir y insérer la suite. Après, il faut y insérer les trois zones de saisie de nombre (« commande numérique »). Modifiez les étiquettes (Gain P, Gain I et Gain D) de chacune des zones de saisie.



Le block PID de LabView travaille avec des valeurs pour I et D qui sont exprimées en minutes. Sachant que ces constantes sont de l'ordre de la seconde voir de la dixième de seconde, il est impératif de régler les incréments des gains intégral et dérivé à une valeur adaptée. Fixez aussi les valeurs min et max.

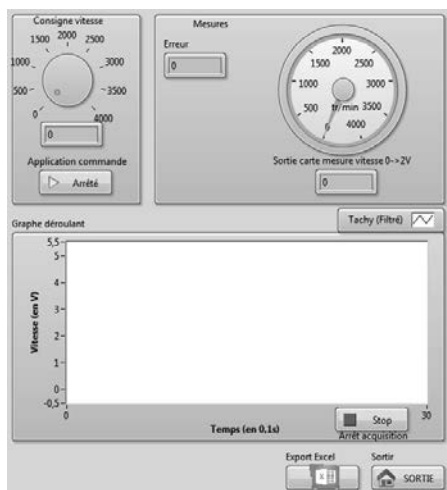
ATTENTION, les valeurs sur la capture ci-contre ne sont pas adaptées.



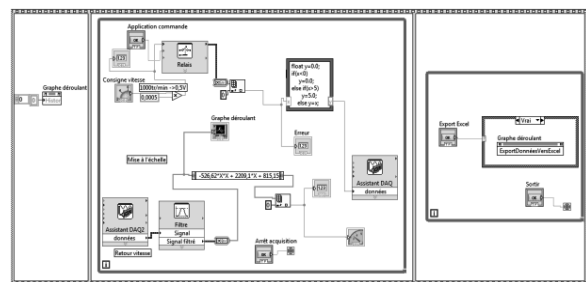
Etape n°3 :

1. Intégrer le NI-DAQ dans le montage.
 2. Tester votre VI. Valider que vous pouvez à partir de la face avant de votre VI :
 - imposer une consigne,
 - visualiser que la vitesse mesurée et la consigne.
- Vérifiez aussi que votre moteur tourne !
3. Mettre en œuvre la boucle fermée et étudier la réponse du système en boucle fermée.
 4. Caractériser sa réponse en termes de précision, rapidité, stabilité.
 5. Ajuster les réglages du correcteur en cas de besoins.

A la fin du TP, les étudiants obtiennent une réalisation du type suivant :

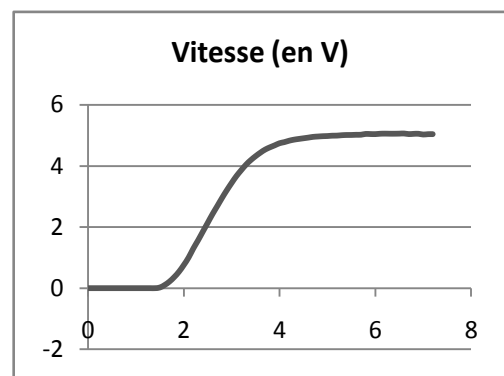


La face avant sous LabView 2014



Le VI sous LabView 2014

Ils peuvent alors tester leur montage et exporter leur résultats sous forme de fichier Excel come le montre la figure ci-dessous :



Export vers Excel obtenu par un étudiant sans mise en forme supplémentaire

4. Conclusion

Les étudiants cette année ont eu des difficultés à appréhender LabView. Les problèmes rencontrés ont été de différents ordres :

- le manque de culture informatique (les types et les structures de bases en informatique).
- difficultés pour trouver les informations pertinentes dans Labview,
- manque d'aptitude à la synthèse d'une documentation d'une dizaine de pages.

En revanche, les étudiants ont trouvé intéressant l'utilisation de matériel moderne et ont compris l'intérêt de la carte NIDAQ pour simplifier la mise en œuvre de la régulation.

Dans l'avenir, nous allons reconduire cette expérimentation en donnant aux étudiants des documents plus guidés et synthétiques ainsi qu'une bibliothèque des composants de Labview nécessaires pour ce TP.

Optimisation de la masse d'un véhicule électrique à faible consommation (vélo, vélo-mobile, voiture électrique).

Arnaud SIVERT⁽¹⁾, Franck BETIN⁽¹⁾, Thierry LEQUEU⁽²⁾, Bruno VACOSSIN⁽¹⁾

⁽¹⁾U.P.J.V Université de Picardie Jules Verne, Institut Universitaire de Technologie de l'Aisne, Département GEII, 02880 SOISSONS - arnaud.sivert@u-picardie.fr

Laboratoire des Technologies innovantes (L.T.I), équipe Énergie Électrique et Systèmes Associés (EESA)

⁽²⁾Institut Universitaire de Technologie de Tours, Département GEII, 37200 TOURS

Résumé : la conception et l'optimisation d'un véhicule motorisé constituent un exercice pluridisciplinaire dans lequel doivent être pris en considération la vitesse moyenne, le dénivelé moyen, la puissance résistive, la masse du véhicule, la masse à transporter, la masse de la motorisation, l'aérodynamisme, le rendement, les contraintes mécaniques... Aux difficultés de faire les bons choix technologiques viennent s'ajouter les recherches du coût minimal et de l'autonomie maximale.

Ces dernières années, de nombreux cycles motorisés ont été commercialisés mais comment ont-ils été optimisés en fonction des masses des constituants ? Quelle vitesse moyenne peuvent-ils développer sans motorisation ? Quelles sont leurs performances (consommation et accélération) en fonction de la masse rajoutée ? Quelle sera leur autonomie en fonction de la masse ?

Pour répondre à ces questions, les performances réelles d'un cycle motorisé entièrement caréné, ainsi que les coefficients d'optimisation, seront présentés. Ce cycle permet de parcourir environ 200km à 50km/h de moyenne et ce, pour une masse de 50kg, une motorisation et un carénage permettant d'être protégé des mauvaises conditions météorologiques. Il permet de transporter une personne de 80kg avec 30kg de bagages. Sa consommation électrique n'est que de 1€ pour 2000km et le temps de recharge de la batterie est d'une heure sur une prise classique. Sur un grand parcours, la vitesse moyenne dépendant de la pente moyenne, un estimateur de consommation en ligne permet de déterminer la vitesse moyenne que pourra avoir le véhicule sans risquer de ne plus avoir d'énergie dans les batteries. Une comparaison du prix de la consommation de l'énergie entre différents types de véhicules motorisés électriques (vélo droit, tricycle caréné, voiture) sera effectuée en prenant en compte l'obsolescence du véhicule. Enfin, le dimensionnement des freins sera présenté en prenant en considération l'évolution du centre de gravité en fonction de la masse de l'ensemble batterie-moteur.

1. Introduction

Des véhicules à faible consommation énergétique électrique deviennent courants dans nos déplacements quotidiens. Ces types de véhicules électriques ont vu le jour aux challenges « éco-marathon » [12,13] et répondent à la demande d'une minimisation des émissions de gaz à effet de serre ainsi qu'aux objectifs de la transition énergétique à venir [2, 3]. Les triporteurs, les cyclo-taxis, les vélos cargos et les tricycles entièrement carénés sont des véhicules d'actualité ayant des masses de 50 à 150kg pour des vitesses moyennes de 45km/h. Cette masse et cette vitesse nécessitent une certaine puissance. Mais un compromis doit être trouvé entre la masse, le volume, la puissance, l'autonomie, la technologie de batterie et le prix.

Dans un premier temps, nous allons déterminer :

- la puissance résistive et la consommation d'énergie sur un parcours en fonction de la vitesse moyenne exigée,
- la consommation d'énergie en fonction de la masse du véhicule.

Cette présentation permettra d'optimiser le fonctionnement du véhicule pour une consommation énergétique faible et de faire des choix technologiques en fonction d'un cahier des charges.

2. Caractérisation d'un véhicule

La détermination de la puissance résistive d'un véhicule permet de comparer les consommations énergétiques de différents types de véhicules et de faire des choix [1, 2, 3, 4, 5] entre types de pneus, formes du véhicule, design ...

En effet, la force résistive dépend de nombreux critères (pneus, état de surface de la route, surface de pénétration dans l'air, coefficient de traînée Cx (turbulence de l'air),...)

Les forces résistantes d'un véhicule peuvent être décomposées par l'équation suivante :

$$F_{resistance}(N) = F_{Roulement} + F_{Pente} + F_{Air} \quad (1)$$

$F_{roulement}$ [1, 11] est considérée comme une constante, liée aux pneus et qui a pour équation :

$$F_{roulement} = M \cdot g \cdot C_r \quad (2)$$

Avec C_r le coefficient de roulement des pneus, M la masse du véhicule et g la constante de gravitation (9.81 m/s²).

Le coefficient C_r va dépendre de la largeur du pneu, du type de gomme, du dessin, du gonflage... Il existe des pneus carrés avec flan dur pour les tricycles qui consomment moins d'énergie que des pneus ronds qui s'écrasent engendrant plus de pertes. En effet, les tricycles ne se penchent pas dans les virages comme les bicycles. Il existe aussi des pneus radiaux très durs, mais leur tenue de route est faible et ces pneus ne permettent pas de bons freinages. En général, plus un pneu est large, plus sa bande de roulement est importante et plus il consomme.

La force aérodynamique est donnée par l'équation suivante (3) avec S la surface de pénétration dans l'air :

$$F_{Air}(N) = k_{Air} \cdot [V(m/s) + V_{vent}]^2 \\ = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot S \cdot C_x \cdot (V + V_{vent})^2 \quad (3)$$

La force résistive de la pente de la route est donnée par l'équation suivante :

$$F_{pente}(N) = M \cdot g \cdot pente(j) \quad (4)$$

En régime établi de vitesse, la puissance résistive correspond à la force multipliée par la vitesse donc à l'équation suivante (5) :

$$P_{resistance}(W) = F_{resistance} \cdot V \quad (5) \\ = k_{Air} \cdot V^3 + (k_{Roulement} + k_{Pente}) \cdot V(m/s)$$

Pour modéliser la puissance résistive d'un véhicule, il est plus simple d'utiliser la vitesse en km/h avec deux coefficients :

$$P_{resistance}(W) = k_{aero} \cdot Vit^3 + (k_{roul} + k_{pente}) \cdot Vit(km/h) \quad (6)$$

Les relations entre les coefficients de la puissance et la vitesse en km/h sont les suivantes :

$$k_{Roulement}(N) = k_{roul}(W/km/h) \cdot 3,6 \\ k_{Air}(N/(m/s)^3) = k_{Aero}(W/(km/h)^3) \cdot 3,6^3$$

Sur la figure suivante, on peut observer que le coefficient aérodynamique commence à être

prépondérant à partir de 30km/h. En dessous, c'est le coefficient de roulement qui est déterminant :

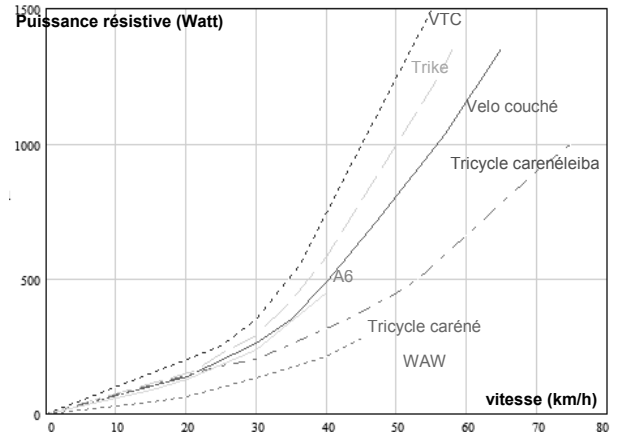


Fig.1 : puissance demandée au moteur en fonction de la vitesse sur plat (sans pédalage) de différents cycles.

L'identification des coefficients de performances en fonction des véhicules, tirée de la figure précédente, est présentée dans le tableau ci-dessous :

Type de cycle	k_{aero} W/(km/h) ³	k_{roul} W/(km/h)
VTC	0,0065	7 à 3
Tricycle	0,005	7 à 3
Vélo couché	0,003 à 0,004	7 à 3
Tricycle caréné	0,001 à 0,002	5 à 3
Voiture élec.	0,015	200 à 40

Fig. 2 : coefficients de performance des véhicules

La puissance moyenne humaine est comprise entre 100W (homme classique) et 300W (bon sportif). Par conséquent, la vitesse moyenne correspond à la résolution algébrique de l'équation (6) qui ne peut être présentée ici faute de place. Sur un parcours de 100km et avec une puissance moyenne de 100W et 300W, un dénivelé moyen de 0,5% et un cycliste de 80kg, la vitesse moyenne correspondra aux valeurs du tableau suivant :

Type de cycle	Masse (kg)	$k_{aero}W/(km/h)^3$	$k_{roul}W/(km/h)$	Vitesse moyenne 100W	Vitesse moyenne 300W
VTC	17	0,0065	3.4	15km/h	29km/h
Vélo couché	17	0,004	3.4	17km/h	32km/h
Tricycle caréné	30	0,0015	3.8	18km/h	39km/h

Fig. 3 : vitesses en fonction de la puissance pour $C_r=0.01$

A partir du tableau précédent, on peut remarquer que la vitesse moyenne est limitée en fonction de la puissance du cycliste et en fonction du coefficient



aérodynamique. Si l'on veut augmenter la valeur moyenne, il faudra motoriser le cycle.

Mais quelle sera la consommation d'énergie consommée par le moteur du cycle ?

Et que vont devenir les performances du cycle avec le rajout de la masse de la motorisation et de la batterie ?

Sur un parcours, la consommation énergétique en W.h du cycle motorisé peut être déterminée approximativement par l'équation (7) suivante :

$$E(W.h) = (P_{resistive}(V_{moy}) - P_{humain}) \times \frac{(distance - D^+)}{V_{moy}} + \frac{M \cdot g \cdot D^+}{3,6}$$

Avec :

- V_{moy} : la vitesse moyenne en km/h,
- D^+ : le dénivelé positif,
- Distance : la distance en km,
- $P_{resistive}$: la puissance résistive au rendement près du moteur de la figure 1.
- D'un dénivelé négatif qui peut être négligé sur des parcours classiques.

Le dénivelé positif D^+ peut être mis sous la forme de l'équation suivante pour avoir une consommation d'énergie proportionnelle à la distance :

$$D^+ = distance \cdot Pente_{moyenne} \quad (8)$$

A partir de l'équation 7 et 8 l'énergie consommée par le cycle sera :

$$Ev(W;h) = (M_b + M_v + M_m + M_p) \cdot K_{conso} + distance \quad (9)$$

Avec :

- M_v , masse du véhicule,
- M_m , masse du moteur,
- M_p , masse de la personne,
- K_{conso} : le coefficient de consommation (W.h)/(kg.km) qui est déterminé grâce à l'équation suivante (10) :

$$K_{conso} = \frac{K_{aero} \cdot V_{moy}^2}{M_T} - \frac{P_{humain}}{M_T \cdot V_{moy}} + \frac{g}{3,6} \cdot (C_r + Pente_{moyenne})$$

M_T correspond à la masse totale du véhicule. On peut remarquer que lorsque la masse des batteries ou du moteur augmente alors le coefficient de consommation est moins dépendant du coefficient aérodynamique et de la puissance humaine. Par conséquent, le coefficient de consommation va dépendre surtout de la pente moyenne et du Cr des pneus.

Dans ce cas, la consommation d'énergie est presque proportionnelle à la masse du véhicule ainsi qu'à la distance, à la pente moyenne et au Cr des pneus.

A partir de l'énergie consommée (9) et de l'équation de l'énergie de la batterie suivante (11),

$$Eb(W.h) = M_b \cdot Wb \quad (11)$$

avec Wb : énergie massique de la batterie

L'autonomie du véhicule est déterminée par l'équation suivante (12) :

$$Distance(km) = \frac{M_b \cdot Wb}{(M_b + M_v + M_m + M_p) \cdot K_{conso}} \approx \frac{M_b \cdot Wb}{(M_v + M_p) \cdot K_{conso}}$$

L'autonomie est représentée sur la figure 4 suivante en fonction de la masse de la batterie pour les coefficients du tricycle carénés de la figure 2 et pour une énergie massique de batterie *lipo-fer* de 133W.h/kg. Sur la figure 4, on observe que l'autonomie est presque proportionnelle à la masse rajoutée de la batterie car celle-ci est bien inférieure à celles de la personne et du véhicule.

Le prix de la batterie est aussi proportionnel à la masse de la batterie. Soit Pb le prix par unité d'énergie de la batterie (environ 0.3 €/W.h pour des *lipo-fer*), on a :

$$Prix\ batterie(\epsilon) = Pb \cdot M_b \cdot Wb \quad (13)$$

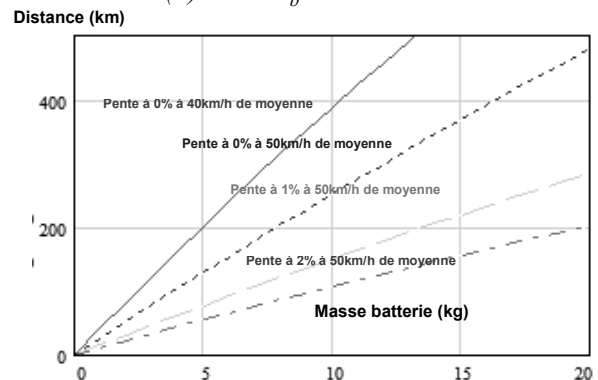


Fig. 4 : autonomie en fonction de la masse de la batterie pour différente vitesse moyenne et la pente moyenne avec une motorisation de 10kg

A partir des équations précédentes, on déduit que plus un véhicule est léger et moins il consomme. Mais pour faire une comparaison objective, le nombre de passagers doit être pris en compte comme présenté sur la figure suivante :

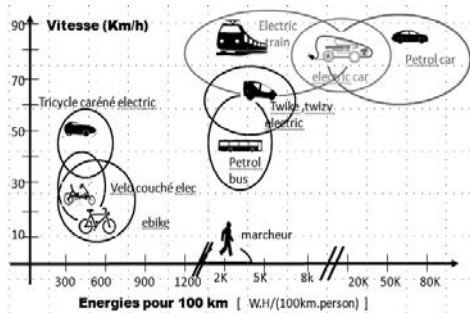


Fig. 5 : vitesse moyenne en fonction de la consommation énergétique pour 100km et par personne [2, 3, 4]

La figure précédente permet de démontrer que seuls les véhicules légers permettent une faible consommation énergétique. Par conséquent, le tricycle caréné (également appelé *vélo-mobile*) permet une consommation énergétique faible avec des vitesses honorables malgré une carrosserie de 20kg. Ce carénage permet de minimiser le coefficient aérodynamique et de s'affranchir des mauvaises conditions météorologiques. La puissance de pédalage humaine (100W à 300W) est utilisée en addition du moteur électrique pour consommer moins d'énergie électrique et permettre une activité physique. Mais les 20kg du carénage augmentent la consommation lors des montées.

Quelle devra donc être la puissance du moteur en fonction de la masse du véhicule et des montées ?

3. Choix des moteurs et batterie

Dans un premier temps, nous allons dimensionner la puissance de la motorisation puis vérifier que la batterie peut fournir cette puissance sans être détériorée ou réduire prématurément sa durée de vie.

Pour gagner du volume et simplifier la transmission mécanique, les moteurs pour cycles motorisés sont de type *brushlessoutrunner* et font office de roue. Ces moteurs ont une vitesse de rotation d'environ 600 tr/min et ont donc un nombre de paires de pôles important (16 à 24). Le choix du nombre de paires de pôles permet d'avoir plus de couple ou de vitesse pour une même puissance nominale. Mais comment choisir la puissance du moteur ?

Pour cela, il faut répondre aux questions suivantes :

- **quelle est la puissance de traction nécessaire pour monter une pente de 10% et ce, en fonction de la masse ?**
- **quelle est la puissance de traction nécessaire en fonction de l'accélération souhaitée ?**

Lorsque la pente de la route est importante (10% à 15%), la puissance du moteur correspondra essentiellement à l'équation suivante :

$$P_{\text{résistance}} (W) = \frac{M \cdot g \cdot \text{pente} \cdot \text{Vit}}{3,6} \quad (14)$$

Avec :

- vit en km/h,
- pente en %

Par conséquent, la puissance maximale du moteur doit être proportionnelle à la masse. Toujours pour le tricycle de la figure 2, à une vitesse de 45km/h et avec une pente de 10%, la puissance fournie par le moteur devra correspondre à la valeur suivante :

$$P_{\text{moteur}}(W) = (50 + 80) \cdot 9,81 \cdot 0,1 \cdot 45 / 3,6 = 1600W$$

Il faudra rajouter 400W liés aux pertes à fournir (Cf. coefficients de performance : aérodynamisme et roulement).

Si le moteur doit pouvoir accélérer le véhicule à 3 m/s² environ, soit une accélération comparable à celle d'une voiture pour se fondre dans la circulation en ville, sa puissance peut être déterminée par l'équation suivante :

$$P_{\text{moteur}}(W) = M \cdot v \cdot \frac{dv}{dt} \quad (15)$$

Par exemple, pour cette accélération, le moteur du tricycle caréné devra fournir 4.8kW à une vitesse de 45 km/h.

Est que la batterie acceptera de fournir l'énergie correspondante à ces phases d'accélération et de montée ?

Une commande à puissance constante est utilisée, ce qui permet de limiter le taux de décharge de la batterie à une valeur désirée [2, 6, 7].

Les batteries au lithium ont des capacités énergétiques volumique et massique relativement grandes. Les batteries *Lipo-fer* sont un peu plus lourdes que les *Lipo* mais elles sont moins chères et moins sensibles aux chocs et vibrations. Cependant, il faudra quelques éléments supplémentaires en *Lipo-fer* par rapport aux *Lipo* pour obtenir la tension désirée. En effet, la tension de seuil est légèrement différente entre les *Lipo-fer* (3.3V) et les *Lipo* (3.8V). Si la masse est importante, pour avoir une certaine autonomie sur un vélo, le volume et le prix sont aussi cruciaux. De plus, le véhicule transmettant des vibrations, l'indice de protection (IP) des batteries doit être pris en compte. Le tableau suivant résume les caractéristiques essentielles des batteries pour différentes technologies :



Type batteries	Resistance Ω (25°C)	Prix / élément	Poids / élément	Kg / 1000W.h	Cm3 / 1000W.H	€ / 1000W.H	€ / A.h	Indice de Protection
Lifer A123 20A.h [17]	0.0033	25 €	0.5 kg	7.5	4076	300	1.25	faible
LiferSinopoly 17A.h	0.00735	32 €	0.75 kg	11.1	8075	300	1.88	Excellent
Lifer Headway 40152 15A.h	0.004	29 €	0.48	9.6	6202	580	1.93	Excellent
Lipo 20A.h	0.001	50 €	0.4	5.2	3030	700	2.5	faible
LipoZippy 16A.h	0.002	35 €	0.415	6.5	2531	540	2.18	Moyen
1.5m ² panneau solaire 300W 1500W.h par jour		2000 €	6kg	4	5936	1333		moyen

Fig.6 : comparaison de différents types et technologies de batteries

Le taux de charge de tous les éléments est de 1C donc la charge peut s'effectuer en 1 heure. Pour une batterie de 72V et 20A.h, il faut fournir une puissance de 1440W pour la charger en 1 heure. Il est donc possible, à partir d'un même départ monophasé (230V/16A), de recharger 2 véhicules. Le taux de décharge doit être inférieur à 3C pour obtenir un fonctionnement fiable des batteries [5, 17].

Or, pour une puissance limitée à 3000W par le variateur et sous une tension de 48V, le taux de décharge est juste de 3C avec des éléments de 20A.h. Par conséquent, il est préférable d'utiliser une tension de 72V, soit 21 éléments *lipo-fer*. Le système de gestion de batterie (ou « *battery management system (BMS)* » - environ 70€) pouvant gérer 6 à 7 éléments, il sera donc nécessaire d'intégrer un autre de ces circuits par rapport à une solution avec batterie de 48V.

Une autonomie de 200km autorise le parcours de distances journalières raisonnables pour un cycle. La figure 4 permet de déterminer qu'une batterie de 10kg et de 1440W.h est nécessaire pour le tricycle caréné. Un bon compromis pour l'accumulateur ainsi que pour les transistors du contrôleur consiste à choisir une tension de 72V, soit une capacité énergétique de 20Ah. D'ailleurs, tous les cycles présentés sur la figure 7 présentent à peu près cette capacité énergétique sous cette tension.

Cependant, il est déconseillé de décharger entièrement une batterie lithium pour ne pas diminuer sa durée de vie. Une réserve de 20% de capacité énergétique est conseillée ce qui diminue l'autonomie de ce même pourcentage.



Fig. 7 : différentes réalisations de cycles électriques motorisés entièrement carénés (de 50kg à 85kg) [9, 10]

La vitesse de pointe des tricycles carénés peut s'élever à 80 km/h sur du plat avec la motorisation électrique et aller jusqu'à 100km/h dans certaines descentes. A cette vitesse, il faut des freins et des pneus qui permettent une distance d'arrêt relativement courte et qui dissipent l'énergie de freinage.

Un moto-variateur roue de vélo de 3KW en 72V pèse environ 8 kg et nécessite un budget de 500€. Un moto-variateur de 6,5kW pèse, lui, 12kg pour 1100€.

Mais quel est le rendement de ce type de motorisation ? Car ce rendement va impacter la consommation énergétique du véhicule.

Les moteurs électriques ont un rendement compris entre 80% et 90%. Par conséquent, la consommation énergétique sera diminuée des pertes du moteur, donc de 10% à 20%. Les performances du moteur peuvent être tracées en fonction de la vitesse en tenant compte de la limitation de puissance disponible.

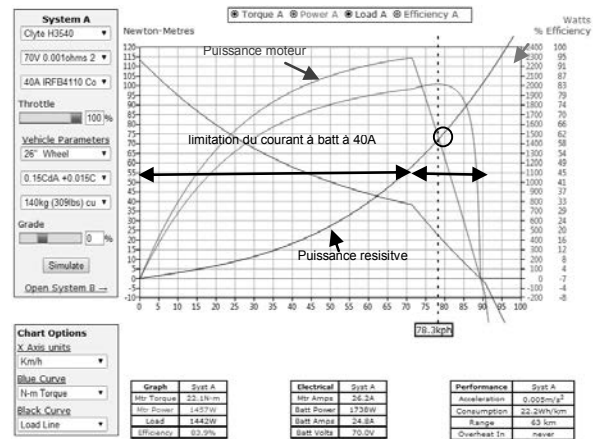


Fig. 8 : simulation de fonctionnement du moteur Crystalye HS3540 sous 70V, pour le tricycle caréné (140kg, $k_{aero}0.0015 W/(km/h)^3$) [15]

Sur la figure 8, les courbes de la puissance résistive et de la puissance motrice sont présentées en fonction de la vitesse. L'intersection de ces 2 courbes représente donc la vitesse en régime établi du véhicule. Le rendement et le couple en fonction de la vitesse sont

aussi donnés. Pour le point de fonctionnement, les pertes de la motorisation, la consommation en Watt.h/km et l'autonomie sont également données par ce simulateur.

A partir des équations précédentes, quelle vitesse moyenne choisir pour effectuer le parcours désiré pour une capacité énergétique donnée de la batterie ?

4. Estimation de consommation sur un parcours et performances du véhicule

Avec un moteur de 3kW et une tension de 72V, on atteint une vitesse de 80km/h et des pentes à 10% se grimpent à 50 km/h.

Mais à 80km/h, la consommation va fortement augmenter à cause du coefficient aérodynamique. De plus, l'autonomie va fortement diminuer surtout si la pente moyenne est relativement importante.

Depuis 2012, il est possible de tracer le parcours souhaité et de connaître le dénivelé positif, donc la pente moyenne sur un parcours grâce à de nombreux outils en ligne tels que *google.maps*, *open runner*, ... Donc, à partir de l'équation (7) et du rendement moyen du moteur, on peut déterminer la vitesse moyenne en fonction de l'énergie stockée dans la batterie.

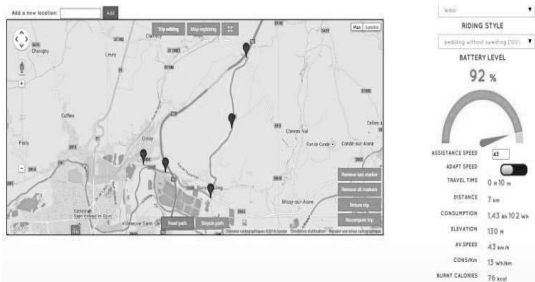


Fig. 9 : estimateur en ligne (*ebikemaps.com*[16])

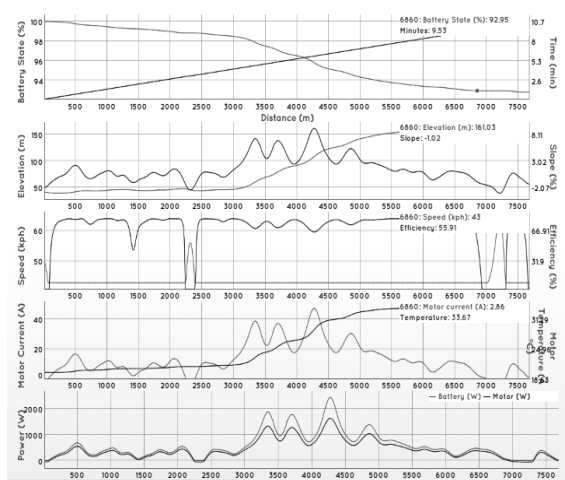


Fig. 10 : pour le tricycle caréné : estimation de la consommation énergétique en fonction d'un parcours et d'une vitesse moyenne fixée. La puissance résistive et la température du moteur sont aussi estimées [16].

Pour vérifier la consommation, un estimateur en ligne a été réalisé : *ebikemaps.com*[16]. Sur la figure 9 on peut observer l'estimateur de consommation et sa jauge de batterie en fonction du parcours et de la vitesse moyenne pour le tricycle caréné de la figure 2.

Tous nos prototypes sont instrumentés et munis d'un système d'acquisition permettant, en temps réel et en fonction de la vitesse et de l'altitude, de vérifier les estimations et notamment la consommation énergétique. Sur la figure 11, on peut observer les mesures de la consommation, de la puissance sur les parcours précédents qui permet de confirmer l'estimateur.

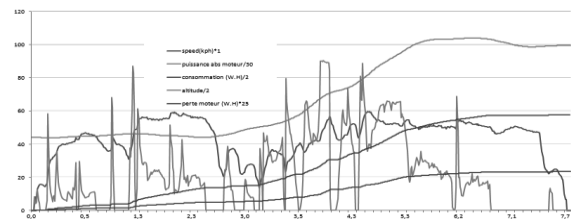


Fig. 11 : enregistrements : vitesse, puissance, énergie, altitude, somme du dénivelé positif et température moteur.

La précision de l'estimation est comprise entre 5% et 10% sachant que celle-ci ne prend pas en compte le freinage régénératif électrique, la granulométrie de la route, les effets du vent et la consommation due aux accélérations.

On peut remarquer sur la figure 11 que la puissance est fortement hachée. Cela est dû aux nombreuses accélérations effectuées sur un parcours. L'estimateur, lui, les filtre. Ces accélérations sont surtout prépondérantes en agglomération ou bien lors des courses car il y a de nombreux virages. Sur des parcours de 100km à 200km, on peut considérer que l'énergie cinétique liée aux accélérations est récupérée lors des décélérations en roue libre. Dans ce cas les accélérations peuvent être négligées.

Mais quelles est l'énergie dépensée lors des accélérations ?

5. Consommation du véhicule lors des accélérations

La consommation due à chaque accélération est donnée par l'équation suivante :

$$E_{cinétique}(J) = \frac{M}{2} \cdot (V_{final}^2 - V_{initiale}^2) \quad (16)$$

Pour évaluer la consommation due aux accélérations du véhicule, un profil de déplacement peut être défini sur un circuit pour qu'il soit reproductible, comme pour certains concours [12, 13, 14]. L'objectif de ces concours est de tester en

conditions réelles différents types de véhicules et de comparer leurs performances.

Le circuit présenté ci-dessous figure 12 est celui de la Solar Cup [14] de Chartres en 2014 : 1.6km de long, dénivelé de 11m, pente moyenne de 0.007%.

Fig. 12 : circuit de la Solar Cup (4 virages à angle droit et 1 rond-point), sur smartphone, avec mesure de la vitesse et de l'altitude toutes les secondes. On y retrouve également les valeurs de distance parcourue, vitesse moyenne, consommation estimée, la somme des dénivelés et les performances générales du véhicule.

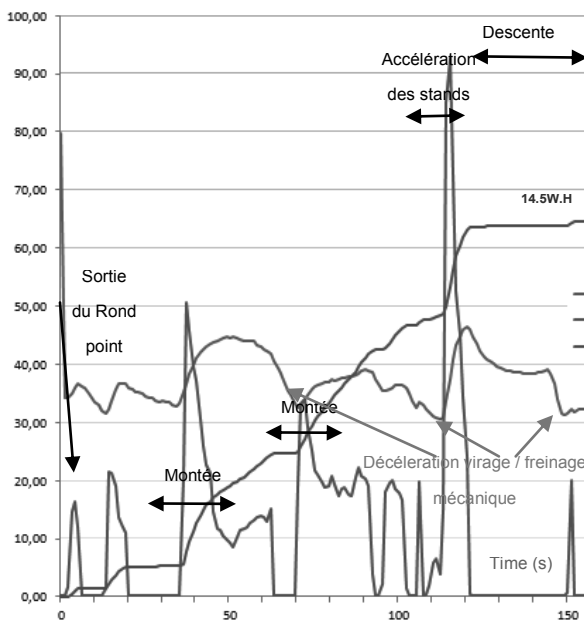


Fig. 13 : puissance, vitesse et énergie en fonction du temps. Sans pédalage et pour un tour de 1.6km.

Sur la figure 13, on peut observer la puissance des relances après chaque virage, la vitesse, l'énergie consommée pour faire un tour et ce, en fonction du temps.

Sans pédalage, et pour une vitesse moyenne de 40km/h, la consommation énergétique du tricycle caréné a été de 9W.h/km. L'équation (7) permet de déterminer une puissance résistive théorique à 40 km/h de 256W et une consommation théorique de 8.83W.h/km. On constate donc une différence faible entre les consommations théorique et pratique, malgré les accélérations.

Avec le pédalage, et toujours à 40 km/h sur ce circuit, la consommation réelle diminue à 6.25W.h/km alors qu'en théorie, avec une puissance humaine fournie de 100W, la consommation théorique est de 6.33W.h/km. Cela permet bien de valider la puissance humaine fournie de 100W.

Lors de cette épreuve, le vélo-mobile a effectué 172km à 37km/h de moyenne pour une consommation de 1200W.h ce qui nous donne une consommation moyenne de 7W.h/km. La meilleure vitesse moyenne au tour de notre véhicule a été de 51.3km/h. Durant, les 4,45 heures de course les mesures ont été effectuées 90% du temps avec pédalage et les 10% restant ont permis d'étudier les consommations à différentes vitesses afin d'effectuer des comparaisons.

Notons ici que lorsqu'il y a suffisamment de rayonnement solaire, des panneaux solaires photovoltaïques peuvent produire une énergie significative pour une masse relativement faible par rapport à celle des batteries. Cela dit, le coût de ces modules est relativement élevé par rapport aux batteries.

A partir des équations précédentes, est-il possible de comparer la consommation de différents véhicules ?

6. Comparaison de véhicules électriques différents

L'équation (9) nous permet d'écrire que le rapport de consommation dépend du rapport des masses et du coefficient de consommation k_{conso} des véhicules 1 et 2:

$$rapport\ conso = M_1 \cdot K_{conso1} / M_2 \cdot K_{conso2} \quad (17)$$

Lorsque la pente moyenne est prépondérante sur l'influence des pneus (coefficient C_p), le coefficient k_{conso} sera identique pour les 2 véhicules. Par conséquent, le rapport de consommation correspondra au rapport des masses. De même, le rapport de puissance des moteurs pour évoluer dans une pente ou pour une accélération donnée correspondra au rapport des masses :

$$rapport\ puiss.\ mot. = \frac{M_1 \cdot g \cdot pente \cdot Vit}{M_2 \cdot g \cdot pente \cdot Vit} = \frac{M_1}{M_2} \quad (18)$$

Cela dit, il est difficile de comparer une voiture électrique de 1480kg à un vélo-mobile de 130kg. En effet, 5 personnes peuvent être transportées dans la première alors que le deuxième est un moyen de transport alternatif, individuel et de moindre confort.

Le tableau suivant (figure 14) donne la quantité d'énergie nécessaire et le coût de parcours d'une distance de 100 km à la vitesse moyenne de 50km/h et en considérant un prix de l'électricité de 0,12€/kW.h. Ce tableau nous donne une idée du coût de nos

déplacements avec un amortissement du véhicule sur 4 ans et pour 1500km par mois. Evidemment, plus notre véhicule aura une durée de vie importante et plus son coût sera amorti : la qualité du produit, sa maintenabilité et sa fiabilité sont donc cruciaux.

Sur du plat, une voiture électrique consomme 40W/km/h à cause de son coefficient de roulement et 0.015W/(km/h)³ pour des raisons d'aérodynamisme. Le

tricycle caréné, lui, consommera respectivement 3.5 W/km/h et 0.0015W/(km/h)³, soit dix fois moins. Mais, indépendamment de la masse, les coefficients de consommation sont très proches numériquement. Sur du plat, entre le vélo-mobile et la voiture électrique, il y a un rapport de consommation de dix à 50 km/h avec une pente moyenne de 2% et 0%.

	Vélo électrique (25kg + 80kg)	Vélo-mobile électrique (50kg + 80kg)	Voiture électrique (1400kg + 80kg)
K_{aero} et Cr	0.0065 W/(km/h) ³ 0.01	0.0015 W/(km/h) ³ 0.01	0.015 W/(km/h) ³ 0.01
Coefficient k_{conso} W.h/(km.kg)	0%⇒0.163 2%⇒0.217	0%⇒0.041 2%⇒0.095	0%⇒0.053 2%⇒0.107
Puissance résistive (W)	0%⇒855W 2%⇒1150W	0%⇒264W 2%⇒618W	0%⇒3890W 2%⇒7950W
Energie W.h pour 100km	0%⇒1.71KW.h 2%⇒2.3KW.h	0%⇒528W.h 2%⇒1236W.h	2%⇒15.8kW.h
Masse et prix de la batterie pour une autonomie de 100km	2%⇒17.5 kg 690€	2%⇒9.2 kg 370€	2%⇒120 kg 4740€
Coût du véhicule	2000€	6000€	14000 € avec bonus 6000€
Coût de la consommation + coût obsolescence batterie sur 4 ans	(0.27€+0.95€)/100km	(0.14€+0.41€)/100km	(1.9€+6.6€)/100km
Coût/mois sur 4 ans (consommation + obsolescence véhicule)	(18.3€+41€)/mois	(8.5€+125€)/mois	(127.5€+291€)/mois
Confort et ergonomie	+ / vélo traditionnel	+++	++++

Fig. 14 : tableau de comparaison des consommations de différents véhicules à 50km/h pour 100km pour une pente moyenne de 0% et 2% avec 7.5kg/kW.h et 0.3€/kW.h pour 1500km tous les mois.

Par contre, dès que la vitesse augmentera, l'écart se creusera énormément à cause du rapport des coefficients d'aérodynamisme qui est de 10 entre les véhicules. Le tableau précédent permet de comparer la consommation et le coût d'un véhicule électrique et permet de voir qu'ils sont fortement liés à sa masse et sa puissance.

Une batterie *lipo-fer* peut cycliser 1000 à 1500 fois mais au bout de 4 ans elle ne fonctionnera plus car ses pôles seront complètement oxydés. Donc, pour optimiser la batterie, il faudrait faire 3000km par mois.

On observe également dans le tableau précédent que l'énergie fournie par le pédalage (200W.h) est faible par rapport à l'énergie demandée par les véhicules (sauf pour le vélo-mobile). C'est pour cela qu'à partir de 45 km/h, le vélo électrique est plus un scooter électrique qu'un vélo.

Enfin, notons que la fabrication des vélo-mobiles est artisanale à ce jour et que leur coût est relativement élevé mais il devrait baisser avec une industrialisation.

Si la masse induit une consommation plus importante, elle va aussi jouer sur le centre de gravité et donc sur la tenue de route du véhicule mais aussi sur le dimensionnement du freinage. **Présentons maintenant ces interactions.**

7. Tenue de route du véhicule

Les masses de la batterie et du moteur vont modifier le centre de gravité du tricycle et donc influencer la vitesse maximale pouvant être prise dans les virages sans que le véhicule ne se renverse (« *drift* »).

A l'aide des mesures des 3 forces s'appliquant sur les roues, avec un angle déterminé par rapport à l'horizontale, on peut déterminer le centre de gravité du véhicule. Puis, soit algébriquement ou à l'aide d'outils logiciels tels que *Solidworks(c)*, on détermine la position optimale des masses dans le véhicule.

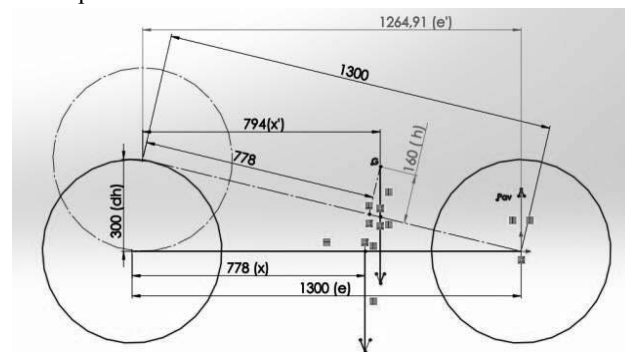


Fig. 14 : étude du centre de gravité du tricycle en fonction des masses rajoutées (*Solidworks(c)*) [10].

A partir de la position du centre de gravité, la vitesse maximale du véhicule est donnée en fonction du rayon R (mètre) du virage et de la largeur des voies du véhicule dans l'équation suivante :

$$V_{\text{maxi}} = 3.6 \sqrt{\frac{R}{\text{masse}_{\text{totale}}} \cdot \frac{\text{largeur}_{\text{voies}} \cdot \text{masse}_{\text{avant}} \cdot 9.81}{2 \cdot \text{hauteur}_{\text{centre gravité}}} \quad (19)$$

On remarque, à partir de cette équation, que plus la largeur des voies du véhicule est importante ou que plus le centre de gravité est bas ou que plus le rapport entre la masse à l'avant et la masse totale est important, plus la vitesse maximale dans les virages est grande. De même, plus le centre de gravité est proche des 2 roues avant et plus la vitesse maximale en virage pourra être grande.

Par conséquent, le châssis doit être conçu de telle manière à permettre le placement convenable des masses de la batterie, du moteur et de la personne.

Avoir un centre de gravité bas permet de minimiser les freinages mécaniques à l'approche des virages et de minimiser les pertes d'énergie. Dans tous les cas, les masses de la batterie et du moteur vont générer un échauffement supplémentaire des freins qui nécessitera un surdimensionnement de ceux-ci.

8. Freinage et échauffement thermique

Lors d'un freinage d'urgence, la distance d'arrêt mécanique est proportionnelle à la masse et est donnée par l'équation suivante :

$$\text{Distance}_{\text{freinage}}(m) \approx \frac{\text{Masse}}{2 \cdot F_{\text{frein}}} \cdot \frac{\text{Vit}^2}{3,6^2} \quad (20)$$

Les caractéristiques des 2 freins à disque de 160mm avec étrier mécanique « BB7 Avid » sont les suivantes : force de freinage d'environ 900N, capacité thermique du disque (C_{TH}) de 45 J/°C et résistance thermique (R_{TH}) de 0.1W/°C (à 40 km/h) [10].

Une température de 200°C peut être atteinte sans problème au niveau de ces freins à disques. A partir de 250°C, les pièces en plastique de l'étrier fondent et le coefficient de friction des plaquettes change ce qui diminue fortement la force de freinage.

La puissance moyenne que doivent dissiper les freins est aussi proportionnelle à la masse du véhicule et est donnée par l'équation suivante :

$$P_{\text{moyenne}_{\text{frein}}} = \frac{\text{Force} \cdot \text{vitesse}_{\text{max}}}{2} = \frac{\text{masse}_{\text{vehicule}} \cdot V_{\text{max}}}{2 \cdot \text{temps}_{\text{freinage}}} \quad (21)$$

La puissance moyenne à dissiper dépendra donc de la masse du véhicule ainsi que du temps de freinage.

L'accroissement de la température sur le disque est, elle, donnée par l'équation suivante :

$$\text{Température}_{\text{frein}} = \frac{\text{masse}_{\text{vehic}} \cdot \text{vitesse}_{\text{max}}^2}{2 \cdot C_{\text{th}}} \quad (22)$$

On en conclue donc que la puissance moyenne à dissiper pour pouvoir s'arrêter à partir d'une certaine vitesse est proportionnelle à la masse, tout comme la température atteinte par le disque. Ainsi, le frein devra avoir un diamètre plus important pour pouvoir dissiper plus d'énergie.

Exemple : on souhaite stopper un véhicule de masse égale à 100kg évoluant à une vitesse de 40 km/h et ce, avec une décélération de 6m/s² et une température ambiante de 25°C.

Ainsi, l'énergie cinétique emmagasinée est de 1.7W.h, la force de freinage de 600N, le temps d'arrêt de 1.85s, la puissance moyenne dissipée sur les deux freins de 3.3kW et donc la température atteinte au niveau d'un frein de 81°C.

Par contre si le véhicule a une masse de 140 kg, la force de freinage doit passer à 840N, le temps de freinage est identique car la décélération est la même, la puissance moyenne à dissiper passe à 4.6kW et la température au niveau d'un frein atteint 108°C.

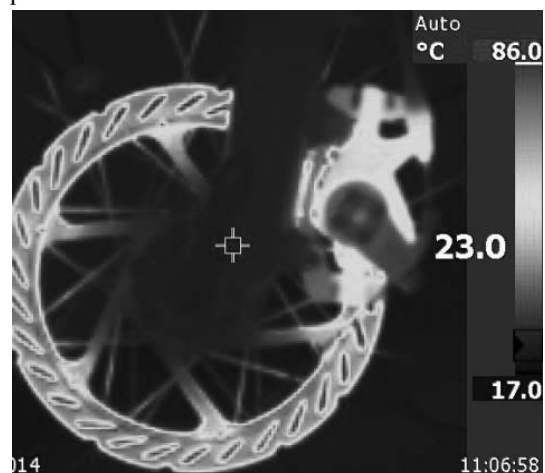


Fig. 15 : image de la température du disque de frein et de son étrier.

On peut observer sur la figure 15 les températures relevées au niveau d'un frein après une descente. On note une température maximale de 86°C correspondant à une puissance moyenne dissipée de 700W pendant 30 secondes.

Ces caractérisations thermiques et mécaniques en fonction de la masse rajoutée permettent de faire les bons choix de systèmes de freinage du véhicule.

9. Conclusions

Cet article montre que la consommation énergétique, la capacité des batteries (et donc leur prix), l'autonomie et la puissance maximale du moteur sont essentiellement conditionnés par la masse du véhicule. Tous les coefficients dépendent de la masse

ont été déterminés dans cet article et permettent d'optimiser un véhicule pour une consommation énergétique faible.

La puissance de la motorisation est déterminée pour satisfaire aux accélérations permettant au véhicule de s'intégrer dans le flot de la circulation quotidienne mais aussi pour lui permettre de gravir des pentes sans gêner cette circulation. Mais ce surdimensionnement de la motorisation implique une augmentation des masses du moteur et de la batterie pénalisante dans la recherche d'un optimum masse-volume-coût.

Depuis 2011, des prototypes réalisés au département GEII de l'IUT de Soissons ont montré qu'il était possible de réaliser des véhicules avec des vitesses moyennes (50km/h) et des dynamiques (3m/s^2) honorables et suffisantes dans la plupart des usages quotidiens et ce, avec des autonomies de 200 km [8, 9, 10, 13, 14].

Sur un grand parcours, avec une capacité énergétique de batterie donnée, la vitesse moyenne dépendra du type de parcours (dénivelé moyen, fréquence des accélérations). Par conséquent, un estimateur en ligne a été réalisé pour connaître cette vitesse et permettre d'ajuster les coefficients de performance du véhicule.

Le prix de l'énergie électrique étant faible en France par rapport à d'autres vecteurs énergétiques, le coût de la consommation sera d'autant plus faible. Mais pour connaître le coût réel de ces moyens de transports alternatifs, cet article a pris en compte l'amortissement d'un véhicule qui dépend surtout du coût initial de l'investissement (réalisation du prototype) et des consommables (batteries avec leurs durée de vie).

Les cycles motorisés électriques à faible consommation énergétique sont déjà un des moyens de transport alternatif utilisé quotidiennement par certaines personnes car l'augmentation des coûts de l'énergie les rend compétitifs à l'usage. Ces véhicules électriques légers viennent désormais concurrencer les véhicules mus à l'aide d'un dérivé du pétrole malgré le coût des batteries qui reste encore élevé.

Cet article a également montré que l'ajout d'une motorisation et d'une batterie joue aussi sur la position du centre de gravité du véhicule et donc sur sa tenue de route et son freinage. Par conséquent, l'étude du châssis du véhicule est primordiale pour optimiser le placement des masses sur le véhicule.

Enfin, la conception, la réalisation et les essais de ces prototypes constituent d'excellents exercices à conduire avec les étudiants sur des systèmes pluri technologiques.

10. Références

- [1] Bernard Multon, Laurent Hirsinger « **Probleme de la motorisation d'un vehiculeelectrique** » Revue 3EI N°5, mars 1996, page 55-264
https://hal.archives-ouvertes.fr/file/index/docid/673999/filename/Motorisation_VE_3EI_PartII_1996.pdf
http://e-mecatronique.bretagne.ens-cachan.fr/file.php/35/DocPedagogiques/3EI-VE95_Multon_partI.pdf
- [2] A.Sivert, F.Betin, « **Vehiculeelectrique à faible consommation :eco marathon (système pluritechnologique et embarqué)** » Revue 3EI N°78, oct 2014, page 9-22
<https://www.see.asso.fr/node/11477>
- [3] Arnaud Sivert, Franck Betin, Sebastien Carrière, « **Gestion et dimensionnement de l'énergie embarquée pour un véhicule électrique à faible consommation** » Symposium de Génie Electrique (SGE'14) : EF-EPP-MGE juillet 2014, ENS Cachan
<HTTP://SGE2014.SCIENCESCONF.ORG/28258/DOCUMENT>
- [4] A. Sivert, F. Betin, T. Lequeux “**Pedagogical study of an electric bike with low energy consumption, management and dimensioning of onboard energy : eco marathon**” WSEAS (World Scientific and Engineering Academy and Society) 2014
<http://www.wseas.org/multimedia/journals/education/2014/a125710-121.pdf>
- [5] A. Sivert, T. Lequeu “**Je construis mon véhicule électrique**”, édition Dunod, 2013, pp 140.
- [6] A. Sivert “**Le vélo électrique** », Revue des départements Génie électrique & informatique industrielle GESI N°80, Décembre 2012, p 26, 33
<http://www.thierry-lequeu.fr/data/SIVERT-04.pdf>
- [7] A. Sivert, F. Betin, S. Carrière “**Difference force and constant power control applied to electrical bike**”, EVER ecologicvehicles&renewableenergies de MONACO, Mai 2012, 6 pages
- [8] A.Sivert, « **TD Etude de cycles motorisés électriques** » et “**Le vélo électrique**”, iut-en-ligne : <http://public.iutenligne.net/etudes-et-realizations/sivert/veloelec/> 2013 et 2011
- [9] site web IUT Aisne :**réalisation de véhicules électriques**<http://aisne02geii.e-kart.fr/>, 2013
- [10] <http://velorizonta.bbfr.net/t17956-velomobile-electric-leiba-x-stream-iut-aisne>
- [11] <http://velorizonta.bbfr.net/t18840-test-de-pneu-velo-adherence-et-coefficient-de-roulement>
- [12] Challenge eco-marathon fr.wikipedia.org +**eco-marathon Shell**
- [13] Challenge educ-eco <http://www.educeco.net/>
- [14]<https://sites.google.com/site/chartressolarcup2014/videos>
Challenge solar cup 2014 Chartres (velomobileiut Aisne) sur “youtube”https://www.youtube.com/watch?v=Hn_k114JdxA
- [15] Caractérisation de motorisations
<http://www.ebikes.ca/tools/simulator.html> juin 2013
- [16] Estimateur de consommation d'énergie d'un véhicule
<http://www.ebikemaps.com/> juin 2014
- [17] Ahmadou SAMBA, Noshin OMAR, Hamid GUALOUS, Peter Van Den BOSSCHE, Joeri Van MIERLO “**Modélisation Electrothermique 2D d'une batterie lithium-ion de type « pouch »** » Revue 3EI N°78, oct 2014
<https://www.see.asso.fr/node/11484>



Détermination expérimentale des coefficients d'échange thermique en mode de convection naturelle: Application à une machine électrique intégrée dans son environnement

Bassel ASSAAD^{1,2}, Guy FRIEDRICH¹, Khadija EL KADRI BENKARA¹, Stéphane VIVIER¹, Radhouane KHLISSA¹, Antoine MICHON²

¹ LEC: Laboratoire d'Électromécanique de Compiègne, UTC, BP 20529, 60205, Compiègne, France

² CETIM : Centre Technique des Industries Mécaniques, 52 av Félix Louat, BP 80067, 60304, Senlis Cedex, France

Résumé : Cet article propose d'évaluer la précision des corrélations analytiques classiques de convection naturelle extérieure dans une machine totalement fermée et non ventilée en comparant les flux sortants par rapport aux pertes internes totales mesurées. En décomposant la machine en des géométries connues (cylindre, plaque,...), des corrélations analytiques et empiriques sont appliquées pour l'évaluation du coefficient de transfert thermique par convection naturelle. L'estimation des flux externes sortant de la machine est établie par la connaissance des températures déterminées expérimentalement et les coefficients de convection calculés analytiquement. Cet article montre alors, en se basant sur une étude expérimentale, les limites du calcul analytique des coefficients de convection.

Mots-clés : Convection naturelle, machine électrique intégrée, modélisation thermique.

1. INTRODUCTION

Dans plusieurs applications industrielles, telles que les véhicules hybrides par exemple, l'intégration d'une machine électrique totalement fermée et sans ventilation TENC (Totally Enclosed Non Cooled) constitue une solution intéressante, voire optimale. Par contre, un des points problématiques de ces machines est l'évacuation des pertes internes afin de limiter l'échauffement des différents éléments constitutifs. La modélisation thermique est alors un élément essentiel pour la conception de machines performantes. La seule façon d'évacuer les pertes internes produites dans une TENC est au travers de la convection naturelle (CN) via les surfaces externes de la machine. Dans ce contexte, l'évaluation des coefficients de transfert de chaleur par convection s'avère ainsi importante. Sa détermination peut poser des problèmes car elle impose la prise en compte de plusieurs hypothèses lourdes pouvant introduire des erreurs de calcul. Une modélisation précise de ces phénomènes de CN devient donc fondamentale. Cet article propose, à travers le calcul de ces coefficients d'une façon analytique, de présenter son adaptation et ses domaines de validité dans le cas d'une machine électrique intégrée. Toutes les pertes internes de la machine (pertes par effet Joule, pertes mécaniques et pertes fer) sont prises en compte.

Plusieurs études sur les aspects convectifs existent dans la littérature [1]-[13]. Les auteurs de [1]-[3] présentent les notions de transfert thermique par convection en général (naturelle, forcée et mixte), alors que les auteurs de [4] et [5] présentent ces notions dans le contexte d'une machine électrique. L'évaluation du niveau d'échange convectif à l'extérieur de la machine peut introduire plusieurs sources d'erreurs telles que le choix de la corrélation, de son adaptation à la forme des surfaces de

la machine électrique, ou autres... A travers la mesure de température des surfaces exposées à l'air ambiant, l'article propose d'estimer les flux traversant ces surfaces et de les comparer aux pertes internes de la machine. La modélisation thermique complète d'une machine électrique dépend fortement de la distribution du niveau de flux de chaleur passant à travers les surfaces externes de la machine. Une sous-estimation de ces coefficients pourra contribuer à une surchauffe de la machine électrique. En résumé, la démarche proposée est établie en considérant les points suivants :

- Les températures de surface intervenant dans l'échange convectif sont mesurées
- Les coefficients d'échange convectif h sont évalués grâce aux corrélations présentes dans la littérature et pour différentes températures de surface.
- Les flux thermiques sortants peuvent être ainsi calculés à partir de la connaissance des h et de la différence des températures entre les surfaces et l'air ambiant.

En régime permanent thermique, la somme des flux thermiques sortants correspond à la puissance interne générée considérée comme connue (Pertes internes de la machine). Cette démarche permet d'évaluer l'erreur entre les pertes internes générées à l'intérieur de la machine et la sommation des flux sortants, et ainsi de déterminer les sources d'erreurs engendrées par le calcul analytique.

2. APPROCHE THEORIQUE

2.1. Transfert de chaleur par convection naturelle

La convection naturelle reste de la conduction dans un fluide déformable, mais la variation de la masse volumique en fonction de la température induit des forces d'Archimède qui provoquent le mouvement du fluide. Toute autre cause de mouvement de molécule d'air telle que les ventilateurs est éliminée. Dans le mode de convection, l'analyse adimensionnelle intervient afin de pouvoir calculer les caractéristiques du régime d'écoulement et le coefficient d'échange convectif h . Les quatre nombres adimensionnels critiques dans le cas de la convection naturelle sont :

- Nusselt Nu décrit le rapport entre l'échange par convection et par conduction dans la couche fluide.
- Grashof Gr représente la comparaison entre la force de poussée consécutive à l'échauffement et la force de viscosité.
- Prandtl Pr décrit le rapport entre la diffusion de la quantité de mouvement et la diffusion de la chaleur dans un fluide.

Finalement le critère pour déterminer l'instabilité de l'écoulement est le Rayleigh Ra . Ce dernier est égal à $Gr.Pr$.

La résistance thermique de convection R_{th} est évaluée après le choix de la corrélation adéquate (fonction de Nusselt). Pour une surface d'échange S , les formules de la résistance R_{th} , du coefficient h et du diamètre hydraulique D_c [4] sont :

$$R_{th} = \frac{1}{h.S} \cdot h = \frac{\lambda.Nu}{D_c} \cdot D_c = \frac{4.S_c}{P} \quad (1)$$

Avec λ la conductivité de l'air, S_c et P caractérisent respectivement la section et le périmètre d'un canal d'écoulement. Dans le cas d'un canal de section circulaire par exemple, D_c est égal au diamètre géométrique de la conduite.

2.2. Corrélations pour le calcul de h

Les différentes corrélations utilisées dans cette étude, et issues de la littérature sont données dans le Tableau 5 de l'Annexe 1 (en fin d'article)

Rappelons que la corrélation générale du Nusselt moyen \overline{Nu} en fonction du coefficient d'échange convectif moyen \overline{h} qui correspond à la convection naturelle pour différentes configurations (cylindre chauffé, plaque verticale, etc...) est donnée par :

$$\overline{Nu} = \frac{\overline{h}.D_c}{\lambda} = C.Ra_D^n \quad (2)$$

Avec C et n des valeurs empiriques données dans [3], et variant selon la configuration géométrique et l'intervalle

de variation du nombre Ra .

Les propriétés physiques du fluide sont évaluées à sa température $T_f = (T_p + T_\infty) / 2$

Avec T_p la température de la paroi et T_∞ la température à une distance infinie de la machine.

Les différents types de configuration sont les formes élémentaires les plus courantes pour une machine électrique intégrée dans son environnement (cylindre, plaque, ailettes).

Dans la littérature, les études analytiques réalisées sur des tubes à ailettes longitudinales externes sont peu nombreuses.

Plusieurs études sont orientées vers des applications industrielles autres que la machine électrique telles que [6]-[8] s'appuyant sur des résolutions numériques du problème. Dans le contexte d'une machine électrique, une approximation pour le calcul de la résistance thermique équivalente des ailettes est présentée dans l'Annexe 1. Une autre approximation passe à travers le calcul du rendement de l'ailette en résolvant le bilan thermique en régime permanent entre la conduction à travers l'ailette et la convection à travers ses surfaces.

En supposant que les ailettes sont de formes rectangulaires et en imposant des conditions aux limites convenables, la résistance est calculée par la formule suivante [4]

$$R_a = \frac{1}{\sqrt{\lambda.h.P.S} \cdot \tanh(mL)} \quad , \quad m = \sqrt{\frac{hP}{\lambda S}} \quad (3)$$

Avec P le périmètre de la section de l'ailette, S sa section, λ sa conductivité thermique et L sa longueur.

3. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE MODELISEE

3.1 La machine étudiée

La machine électrique étudiée est une machine synchrone à aimants permanents internes (MAPI) destinée à une application du type alerno-démarrreur intégré ou ADI. Elle appartient au domaine des applications mild-hybrid. Cette machine assure les fonctions stop-start et freinage régénératif mais pas l'assistance au moteur thermique. Elle possède huit aimants disposés transversalement sans concentration de flux et 48 encoches statoriques. Dans son contexte réel d'application, cette machine est totalement fermée avec l'absence de toute source de ventilation externe. Le stator est muni d'ailettes qui assurent un refroidissement par convection naturelle par air. La MAPI (Figure 1) est fixée à un banc de caractérisation des machines électriques.

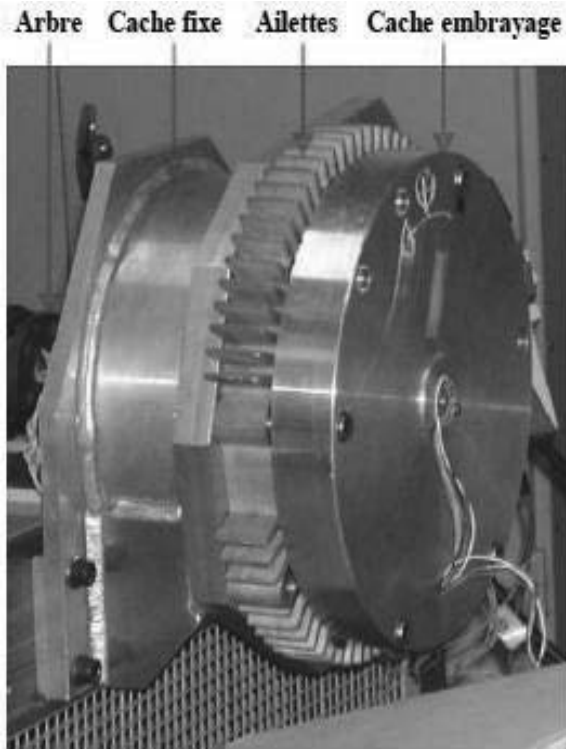


Figure 1 : Prototype du LEC- Machine synchrone à aimants permanents internes MAPI.

3.1. Choix du modèle : Assemblage des 'composants élémentaires'

Pour la modélisation des phénomènes de CN, la structure de la MAPI est ramenée à des géométries simples (composants élémentaires). La Figure 2 montre le choix du modèle considéré pour évaluer les coefficients d'échanges convectifs des différentes surfaces vers l'extérieur. h_i représentent les coefficients d'échanges convectifs, T_i la température des surfaces (T_{amb} : la température ambiante) et φ_i les flux de chaleur sortants.

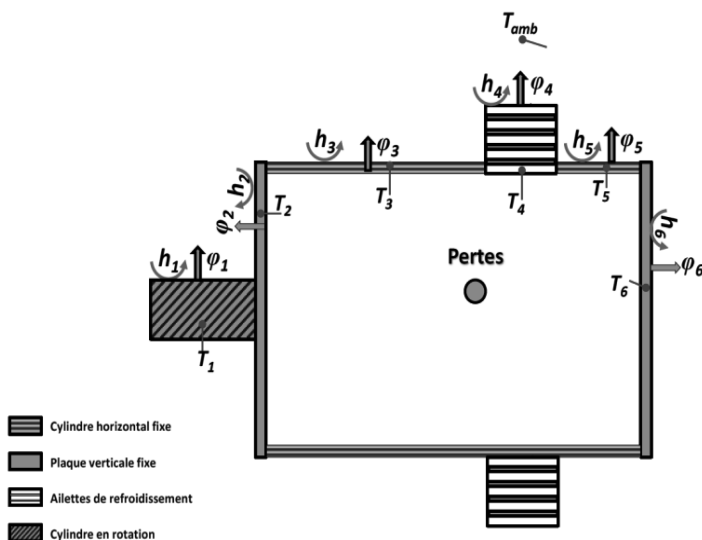


Figure 2 : Structure simplifiée de la MAPI pour représenter les phénomènes de CN

4. VALIDATION EXPERIMENTALE

4.1. Protocole de mesure in situ

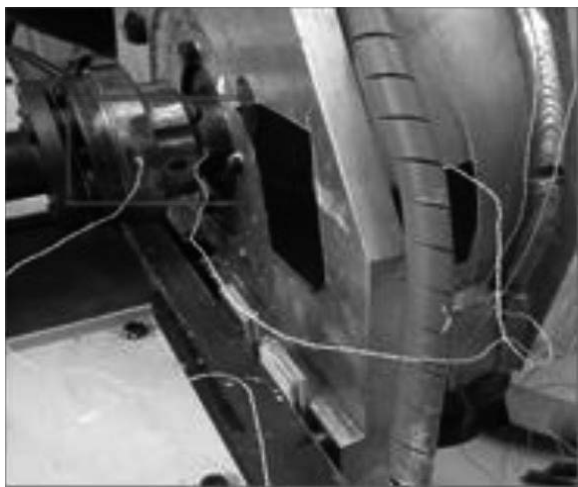
Les thermocouples (TC) utilisés dans la mesure des températures des surfaces sont les Chromel-Alumel ou les TC de type k de précision 1°C . Pour le placement des thermocouples, des trous de l'ordre de 1 mm sont percés dans les différents éléments de la machine. Afin de bien s'assurer de la mesure de température des pièces, les TC sont placés avec une pâte thermique. Ces thermocouples sont reliés à une centrale d'acquisition. Leur emplacement à la surface extérieure de la machine est présenté dans la Fig.3 (a- surface de la cache fixe, b- cache embrayage, c- ailettes de refroidissement et d-arbre).



Figure 3 a



Figure 3 b


Figure 3 c

Figure 3 d
Figure 3 : Emplacement des thermocouples sur les surfaces extérieures de la machine.

Pour valider l' hypothèse de l' homogénéité des températures de surfaces, les thermocouples sont doublés sur les surfaces cylindriques radiales et sur les ailettes à plusieurs positions (haut, bas). Un écart de température de 3°C entre les différents thermocouples installés sur une surface (en particulier les surfaces radiales, les ailettes et l' arbre) est considéré acceptable pour l' hypothèse d' homogénéité.

4.2. Description des essais thermiques

Des essais thermiques ont été effectués sur la MAPI en statique à courant continu pour des densités de courant allant de 2,75 à 5,5A/mm², en rotation à vide pour deux vitesses de rotation 2500 et 4000 trs/min et deux essais en charge pour 2500 et 4000 trs/min pour deux densités de courant 4,5 et 5 A/mm². Le but de ces essais est de pouvoir évaluer l' erreur entre les pertes internes et la somme des flux sortants pour différents modes de fonctionnement de la machine. La machine est complètement fermée. Elle est décalée du banc d' essai en utilisant des plaques d' époxy de faible conductivité thermique et de l' air emprisonné. Cet écartement (voir Fig.3d) permet l' isolation thermique de la machine de

son banc et de limiter le flux de conduction qui pouvait passer de la machine vers le banc d' essai à travers les fixations.

4.3. Pertes dans la machine

Les pertes internes se déclinent en 3 parties :

1. Les pertes Joule dans les conducteurs logés dans les encoches et dans les têtes de bobines. Ces pertes sont calculées par la formule usuelle : $P = R_{elec} \cdot I^2$. La résistance électrique R_{elec} variant en fonction de la température est calculée analytiquement et validée expérimentalement. Il est à noter que les têtes de bobines dans ce type de machine constituent presque 70% du volume total de bobinage.

2. Les pertes fer dans le stator sont calculées par la formule de Bertotti [9] en s' appuyant sur une résolution par éléments finis [10]. Ces pertes sont négligées dans le rotor. De même que pour les pertes dans les aimants permanents.

3. Les pertes mécaniques sont déduites expérimentalement en s' appuyant sur un bilan de puissance d' entrées et de sortie de la machine. Dans le cas actuel d' étude, les pertes mécaniques sont très importantes. Pour des vitesses de rotation allant jusqu' à 4000 trs/min, les pertes aérauliques sont négligées. Des études précédentes [11] ont montré que ces pertes sont de l' ordre de 15W à 3500 trs/min, ce qui est considéré négligeable dans le contexte de cette étude.

La synthèse de ces essais et les différentes pertes internes de la machine sont décrits dans le Tableau 1.

Tableau 1. Synthèse des essais thermiques et des pertes internes de la machine

N°	Essai		Pertes (W)		
	J (A/mm ²)	Ω (rpm)	Joules	Fer	Méc
1	0	2500	0	108	107
2	0	4000	0	232	190
3	4,5	0	177	0	0
4	5	0	232	0	0
5	4,5	2500	177	108	107
6	5	2500	232	108	107
7	4,5	4000	177	232	190

Les pertes Joule sont connues avec une grande précision, ainsi que les pertes fer ont été validées expérimentalement pour la MAPI [12]. Les pertes mécaniques sont précises à ±26W pour 2500 trs/min et ±40W pour 4000 trs/min (précision du couplemètre, à 0,1N.m)

4.4. Distribution des flux de chaleur sortants

4.4.1. Coefficients de convection et résistances thermiques équivalentes

Dans cette partie, deux essais sont présentés. Le premier est l' essai n°3 en statique où les enroulements sont montés en série et alimentés par un courant continu de 90A (qui correspond à une densité

de courant de $4,5\text{A}/\text{mm}^2$). Le deuxième est l'essai en rotation à $4000\text{ trs}/\text{min}$ et en charge pour $4,5\text{A}/\text{mm}^2$ (essai n°7). Les coefficients de convection naturelle des surfaces exposées à l'air ambiant ainsi que les résistances thermiques équivalentes de convection R_{eq} sont calculées en s'appuyant sur les corrélations du Tableau 5, sur l'Eq. (1) et sur les températures expérimentales. Les synthèses de ces calculs pour les deux configurations (essai n°3 et n°7) sont présentées dans le Tableau 2 et le Tableau 3

Tableau 2 : Synthèse des coefficients de convection et du calcul de la résistance de convection pour l'essai n°3 (Essai à courant continu à $4,5\text{A}/\text{mm}^2$, enroulements en série).

Configuration	H (W/K/m ²)		S _{tot} (m ²)	R _{eq} (K/W)
Cache fixe	5,0 ¹	5,4 ²	0,140	1,37
Cache embrayage	4,5 ¹	5,1 ²	0,113	1,80
Carter ailettes	6,1		0,145	1,12
Arbre	3,3		0,022	13,68

¹: Surface radiale

²: Surface axiale

Tableau 3 : Synthèse des coefficients de convection et du calcul de la résistance de convection pour l'essai n°7 à $4000\text{ trs}/\text{min}$ et $4,5\text{A}/\text{mm}^2$

Configuration	H (W/K/m ²)		S _{tot} (m ²)	R _{eq} (K/W)
Cache fixe	5,8 ¹	6,2 ²	0,140	1,20
Cache embrayage	5,3 ¹	6,0 ²	0,113	1,52
Carter ailettes	7,0		0,145	1,00
Arbre	149		0,022	0,30

¹: Surface radiale

²: Surface axiale

Les coefficients d'échange par convection naturelle, dépendent principalement de la température du film d'air entre la paroi et l'air ambiant, des formes géométriques des surfaces, des propriétés de l'air, et de la vitesse de rotation (pour la convection autour de l'arbre en rotation). L'estimation des h conduit, en connaissant les températures expérimentales, au calcul des flux de chaleur ϕ sortants à travers les surfaces grâce à la formule :

$$\phi = \frac{\Delta T}{R_{eq}} \quad (4)$$

Avec ΔT la différence des températures entre la surface et l'air extérieur supposé à l'infini (T_{∞}).

Dans le cas où un essai se déroule à vide (sans rotation), la convection à travers l'arbre devient très faible, voire négligeable, et le chemin de flux de chaleur à travers les ailettes est prépondérant. La figure 4 montre la distribution de flux de chaleur et les températures expérimentales pour l'essai n°3. Il est à noter que la largeur des flèches dans les deux figures (Figure 4 et Figure 5) correspond au niveau de contribution de la surface à l'évacuation de la chaleur par rapport au flux total mesuré. En plus, on considère que la machine possède une symétrie axiale et on représente les flux totaux pour chaque surface.

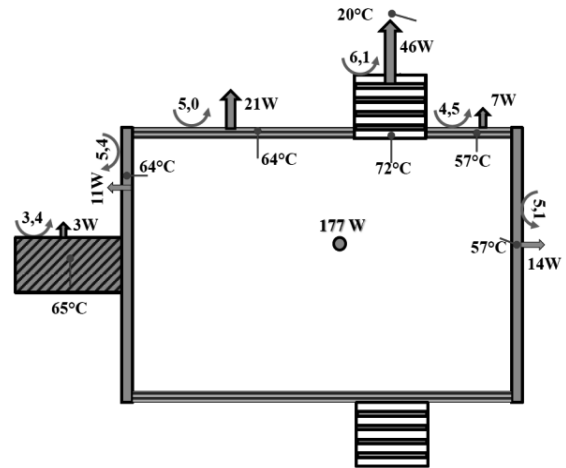


Figure 4 : Distribution des flux thermiques pour l'essai à courant continu à $4,5\text{A}/\text{mm}^2$, enroulements en série.

Lorsque la vitesse de rotation augmente en essai n°7, à $4000\text{ trs}/\text{min}$, le flux sortant est plus important à travers l'arbre de rotation (Figure 5). Normalement, dans le cas classique des machines électriques, le flux convectif à travers l'arbre est négligé. Par contre, pour la MAPI, l'arbre contribue d'une manière très significative à l'évacuation des calories produites.

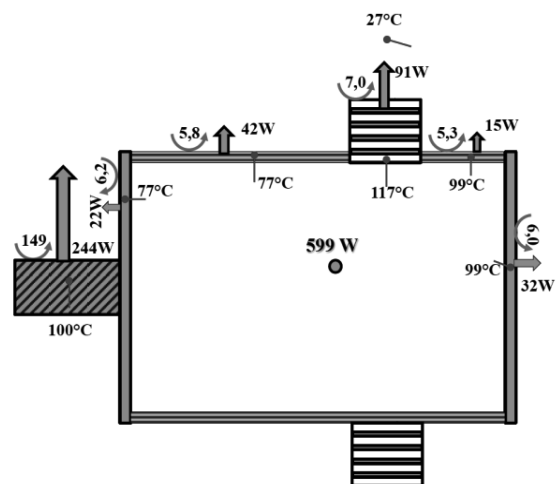


Figure 5 : Distribution des flux thermiques pour l'essai à $4000\text{ trs}/\text{min}$ et $4,5\text{A}/\text{mm}^2$

4.5. Synthèse des résultats

Le Tableau 4 compare la somme des flux sortants des surfaces d'échanges Φ_{ext} aux pertes internes de la machine Φ_{int} .

L'erreur globale entre les deux flux entrant et sortant est calculée par la formule :

$$\varepsilon = \frac{\Phi_{in} - \Phi_{ext}}{\Phi_{in}} \quad (5)$$

Le transfert de chaleur par rayonnement peut aussi contribuer à l'évacuation des calories produites, quoique leur effet, peut-être considéré négligeable à l'intérieur de la machine [13]. Pour les surfaces exposées à l'air ambiant d'une machine, le

rayonnement est négligé lors d'un refroidissement par convection forcée (ventilation ou par eau) [14]. Le pourcentage de flux rayonné de la machine dépend principalement du choix du facteur de l'émissivité des surfaces qui doit être évalué judicieusement. Dans cet article, le coefficient d'émissivité sur les surfaces de la MAPI est déduit expérimentalement [15]. Ce facteur varie de $\varepsilon = 0,12 - 0,19$ sur les surfaces d'aluminium poli 2,3, 5 et 6 (voir Figure 2), alors que $\varepsilon = 0,55$ sur la surface des ailettes de refroidissement en aluminium anodisé. Dans le cas où la machine est en rotation à des vitesses non négligeables, le rayonnement est négligé sur l'arbre en rotation. Par ailleurs, le pourcentage des flux sortants par rayonnement via les surfaces externes de la machine est entre 9 et 13% pour tous les essais.

Tableau 4. Synthèse des résultats expérimentaux

N° essai	Φ_{int} (W)	Φ_{conv} (W)	Φ_{ray} (W)	Φ_{ext} (W)	Erreur ε
1	215	158	15	173	19,5%
2	422	280	24	304	28,0%
3	177	104	17	121	31,6%
4	232	134	22	156	32,8%
5	392	300	32	332	15,3%
6	447	312	36	348	22,1%
7	599	446	44	490	18,2%

4.6. Interprétations

Pour les essais en rotation, les pertes dans la machine, en particulier les pertes mécaniques sont plus ou moins précises. L'erreur globale à ce niveau est influencée par la précision de ces pertes. Par contre les pertes par effet Joule pour les essais en statique (à courant continu) sont parfaitement connues, ainsi on peut déduire que l'erreur globale donne un ordre de grandeur sur l'imprécision du calcul des coefficients d'échanges. Pour ces deux essais (à $J=4,5$ et à 5 A/mm^2), l'erreur est évaluée entre 31 et 33%. Alors que pour des essais en rotation, cette erreur diminue pour atteindre 20%. Cette diminution est due, d'une part, à la contribution de la rotation de l'arbre à l'évacuation de la chaleur produite dans la machine et/ou à l'imprécision des pertes mécaniques.

5. CONCLUSIONS

Dans cet article, les coefficients de transferts convectifs sont évalués tout d'abord en choisissant une représentation de la machine en se basant sur des géométries simples et connues. Ensuite, une validation expérimentale de ces coefficients est présentée en s'appuyant sur des résultats d'essais d'un banc de test d'une machine synchrone à aimants permanents internes. La synthèse des résultats est réalisée en calculant les flux sortants de la machine et en les comparant aux chaleurs produites à l'intérieur de la machine (Pertes). Cette étude a permis de donner un ordre de précision des corrélations classiques à environ 30%. Cet ordre est de majeure importance, en particulier, lors de la modélisation thermique complète de la machine électrique. De même, dans le cadre d'une machine totalement fermée et intégrée dans un environnement complexe (ne permettant pas l'insertion d'un ventilateur par exemple), le

phénomène de rayonnement doit être pris en compte. Nous avons également observé que dans telle machine, les phénomènes de convection sur l'arbre en rotation (négligé parfois) contribue d'une façon significative à l'évacuation de la chaleur vers l'air ambiant (40% pour un essai en charge à 4000 trs/min et pour $4,5 \text{ A/mm}^2$).

6. REFERENCES

- [1] J. HUETZ, J.P. PETIT, Notions de transfert thermique par convection, TI, A1540a Août 1990 traité Génie énergétique.
- [2] F. KREITH, M. MANGLIK, M.S. BOHN, Principles of heat transfer, Seventh Edition, Cengage Learning Inc., 2011
- [3] F. INCROPERA, D. DEWITT – Fundamentals of Heat and Mass Transfer. John Wiley & Sons, Inc., 2011.
- [4] Y. BERTIN. Refroidissement des machines électriques tournantes. Techniques de l'ingénieur (Ref D 3 460), Mai 1999, Traitée Génie électrique.
- [5] D.A. STATON, A. CAVAGNINO, Convection Heat Transfer and Flow Calculations Suitable for Electric Machines Thermal Models, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.55, Oct. 2008.
- [6] S.C. HALDAR, G.S. KOCHHAR, K. MANOHAR, R.K. SAHOO, Numerical study of laminar free convection about a horizontal cylinder with longitudinal fins of finite thickness, International Journal of Thermal Sciences, Volume 46, Issue 7, July 2007, Pages 692-698.
- [7] A.H. BASSAM, Optimization of natural convection heat transfer from a cylinder with high conductivity fins, Numer. Heat Transfer, Part A 43(2003) 65–82.
- [8] A. BONTEMPS, A. GARRIGUE, C. GOUBIER, J. HUETZ, C. MARVILLET, P. MERCIER, R. VIDIL, Échangeurs de chaleur - Intensification des échanges thermiques, Techniques de l'ingénieur (Ref B2343).
- [9] G. BERTOTTI, General properties of power losses in soft ferromagnetic materials, IEEE Transactions on magnetics, ol. 24, no.1, January 1988.
- [10] J. LEGRANGER, G. FRIEDRICH, S.VIVIER, J.C MIPO, Combination of Finite Element and Analytical Models in the Optimal Multi-Domain Design of Machines : Application to an Interior Permanent Magnet Starter Generator, Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08. IEEE, vol., no., pp.1,6, 5-9 Oct. 2008



- [11] B.RENARD, „Etude expérimentale et modélisation du comportement thermique d'une machine électrique multifonctions. Application a un alterno-démarrreur intégré, Rapport de thèse 2003, Université de Poitier
- [12] L. CHEDOT, Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement : Application à l'alterno-démarrreur, Thèse UTC, 2004
- [13] Y. BERTIN, Analyse des transferts de chaleur dans un moteur électrique asynchrone, développement d'un environnement C.A.O et modélisations thermoaerauliques, Thèse de doctorat de l'université de Poitiers, Poitiers, 1987.
- [14] A.BOGLIETTI, A.CAVAGNINO, M.PARVIS, A.VALLAN, Evaluation of radiation thermal resistances in industrial motors, Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.42, no.3, pp.688,693, May-June 2006
- [15] F. CABANNES, Température de surface : mesure radiative. TI – R 2735, traité Mesures et Contrôle
- [16] S. W. CHURCHILL, H. H. S. CHU, Correlation equations for laminar and turbulent free convection from a horizontal cylinder, Int. J. Heat Mass Transfer, 18, 1049, 1975.
- [17] D. W. Van De Pol and J. K. Tierney, “Free convection Nusselt number for vertical U-shaped channels,” Trans. ASME, vol. 95, pp. 542–543, Nov. 1973.
- [18] S. W. CHURCHILL, H. H. S. CHU, Correlation equations for laminar and turbulent free convection from a vertical plate. Int. J. Heat Mass Transfer, 18, 1323, 1975.
- [19] P-Y. NIZOU, F. FRAGNAUD, Transferts thermiques par convection, cours et corrélations usuelles, cours ISITEM, 1997

ANNEXE 1 :

Tableau 5. Synthèse de corrélations

Configuration	Corrélation	Domaine de validité	Réf.	Zone d'application
Cylindre long horizontal fixe	$\overline{Nu} = \left\{ 0.6 + \frac{0.387 \cdot Ra_D^{1/6}}{\left[1 + \left(\frac{0.559}{Pr} \right)^{9/16} \right]^{8/27}} \right\}^2$	$Ra < 10^{12}$	[16]	Carter sans ailettes
Ailettes de refroidissement	$Nu = 0.00067 \cdot Ra \cdot \left[1 - e^{-\left(\frac{7460}{Ra} \right)^{0.44}} \right]^{1.7}$	Forme en U	[17]	Ailettes
Plaque verticale	$\overline{Nu} = \left\{ 0.825 + \frac{0.387 \cdot Ra_D^{1/6}}{\left[1 + \left(\frac{0.492}{Pr} \right)^{9/16} \right]^{8/27}} \right\}^2$	-	[3],[18]	Surface latérale (carter, cache,...)
Cylindre en rotation	$Nu = 0.11 * [(0.5 * Re_w^2 + Gr) * Pr]^{0.35}$		[3]	Arbre

Application de la calorimétrie I.R. à la mesure des pertes dans les systèmes et composants de puissance

Elysée OBAME⁽¹⁾, Corentin RIZET⁽²⁾, Stéphane VIGHETTI⁽²⁾,
Olivier GALLOT-LAVALLÉE⁽³⁾⁽⁴⁾, Frederic AITKEN⁽³⁾⁽⁴⁾

⁽¹⁾ Dpt. IEM (USTM), Gabon ; ⁽²⁾ SIREPE SAS, France ;

⁽³⁾ Univ. Grenoble Alpes, G2Elab, F-38000 Grenoble, France ; ⁽⁴⁾ CNRS, G2Elab, F-38000 Grenoble, France

Résumé : La mesure de pertes dans les systèmes et composants de puissance par les méthodes calorimétriques permettent de caractériser des systèmes à haut rendement et fréquences, là où les méthodes électriques atteignent leur limite métrologique. Dans cette étude, nous appliquons la calorimétrie Infra Rouge à la mesure des pertes : d'une résistance, d'un convertisseur de type fly-back, d'une inductance et enfin d'un condensateur. L'objectif étant d'illustrer par ces cas d'école, la versatilité et la précision de ce nouveau dispositif dédié à l'étude des systèmes, composants et matériaux du génie électrique.

Mots-clés ; Calorimétrie, Infra rouge, Convertisseurs, Pertes fer, Pertes cuivres, Pertes diélectriques, Efficacité énergétique.

1. INTRODUCTION

L'évaluation du rendement des systèmes et des composants de puissance est un critère essentiel de conception [1]. Les récentes exigences en matière de sobriété énergétique n'ont fait qu'accentuer cet enjeu.

Les mesures des pertes par les méthodes électriques [2] présentent des bonnes performances en continu et en alternatif basse fréquence. Cependant, ces méthodes atteignent leurs limites métrologiques lorsque que les rendements tendent vers 1 et/ou lorsque les fréquences dépassent 100 kHz. (eg. dans le cas du wattmètre PPA5530 [3] l'erreur de mesure à f=100 kHz atteint $\varepsilon' = 19\%$ à 100 W et $\eta = 90\%$ de rendement selon (1)).

$$\varepsilon' = \frac{\Delta P}{P} = \frac{\Delta P_e + \Delta P_s}{P_e - P_s} = \varepsilon \cdot \frac{1 + \eta}{1 - \eta}$$

où $\left\{ \begin{array}{l} \eta \text{ est le rendement du composant testé} \\ \varepsilon \text{ est l'erreur relative du wattmètre} \\ \Delta P \text{ est l'erreur absolue entrée + sortie} \\ P \text{ est la puissance absolue entrée - sortie} \end{array} \right.$

Une alternative consiste à s'affranchir de ces aspects, en mesurant les pertes sous forme thermique: il s'agit de l'approche calorimétrique. Plusieurs méthodes sont d'ores et déjà utilisées et affichent des précisions remarquables [4]. Ces dispositifs présentent cependant un certain nombre de limites tant sur leur gamme de puissance, de fréquence, de tension ou de température d'utilisation que sur la géométrie du composant à tester.

Afin de pallier à ces limites, nous avons conçu et réalisé un nouveau dispositif calorimétrique à rayonnement thermique permettant de repousser les insuffisances rencontrées dans les calorimètres actuels [5][6][7][8].

Dans cette communication nous proposons d'appliquer cette nouvelle méthode calorimétrique à la mesure des pertes produites par : une résistance, un convertisseur « fly-back », une inductance et un condensateur. L'objectif étant d'illustrer par ces cas d'école, la versatilité et la précision de ce dispositif.

2. DISPOSITIF CALORIMETRIQUE

Ce nouveau dispositif calorimétrique est destiné à caractériser les pertes de puissance de matériaux et matériels sous contraintes électriques (Figure 1). Dans ce calorimètre, l'échange de chaleur entre le composant et la cellule de mesure s'effectue par rayonnement thermique. Ce dispositif permet de s'affranchir de la forme géométrique du composant. Le calorimètre fonctionne dans une gamme de température allant de -50 à +150°C. Il permet ainsi de remonter aux pertes en fonction d'un environnement isotherme contrôlé. Le composant électrique peut être alimenté par une tension arbitraire inférieure à 3 kV efficace et des fréquences pouvant atteindre le MHz. La dimension des objets testés ne doit pas dépasser celle d'une sphère de 18 cm de diamètre. La précision du dispositif peut atteindre les 2% pour des dissipations supérieures à 100 mW. La puissance maximale mesurable est de l'ordre de 10 W pour une température de cellule régulée à 100°C (Tableau 1). Enfin le temps de la mesure est de l'ordre de 3 heures.

Les pertes de l'objet d'étude sont déduites par la méthode différentielle. On mesure donc la puissance P_0 de régulation lorsque l'objet d'étude est hors tension puis on mesure la puissance P_1 de régulation lorsque l'objet d'étude est sous tension. Les pertes P sont ainsi déduites à ΔP près, telle que l'illustre l'équation suivante : $P = P_0 - P_1 + \Delta P$. ΔP représente l'erreur de mesure physique due à une variation des



puissances échangées entre la cellule de mesure et le reste du dispositif (thermostat cryogénique, écran thermique et enceinte à vide) entre les deux instants de mesure P_0 et P_1 . Enfin il est à noter que la température du composant est nécessairement supérieure à celle de la cellule et qu'elle n'est pas directement mesurable. Ce ΔT peut aisément atteindre plusieurs dizaines de degrés, selon l'émissivité et le facteur de forme du composant testé.

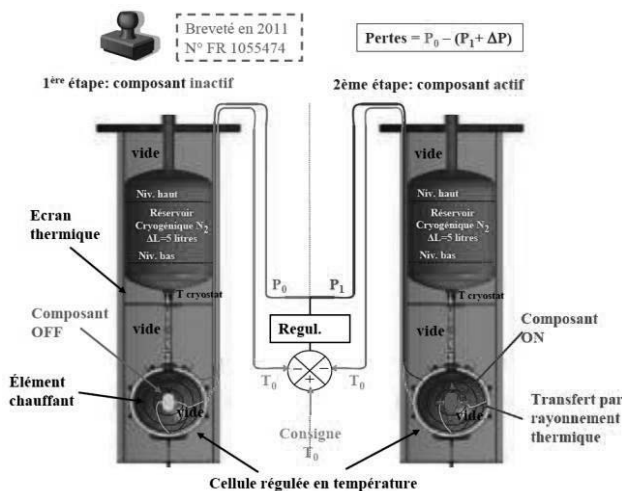


Figure 1 : Vue d'ensemble du dispositif calorimétrique à rayonnement thermique et représentation de son principe de fonctionnement (méthode différentielle). Ce calorimètre est doté d'un réservoir d'azote liquide évaporant près de 0,4 l/h (=18 W) lorsque la cellule est régulée à 30°C et pour une température ambiante de 21°C. La puissance nécessaire au maintien de la cellule à 30°C est de l'ordre de 3 W. Les mesures sont réalisées sous un vide secondaire de 10⁻⁶ mbar. La mise sous vide secondaire nécessite près de 12 h, et la stabilisation en température du système près 48 h (à 30°C).

Tableau 1. Caractéristiques métrologique du dispositif calorimétrique I.R.

Étendue de mesure	Erreur absolue	Plage de température	Tension / fréquence seuil
De 1mW à 10W	2mW / 100mW dissipée	de -50 à + 150°C	3 kV / 1 MHz

La Figure 2 illustre la stabilité de la puissance de régulation en fonction du temps et de la température du cryostat. On y observe que le remplissage du réservoir cryogénique entraîne une réaction de la puissance de régulation d'environ 30 mW et une variation de la température du cryostat d'environ 0,15°C. On notera enfin que ce cycle de perturbation se répète périodiquement toutes les 12 h. Pour une précision de mesure accrue il est donc préférable de cadencer les mesures avec les cycles de remplissage.

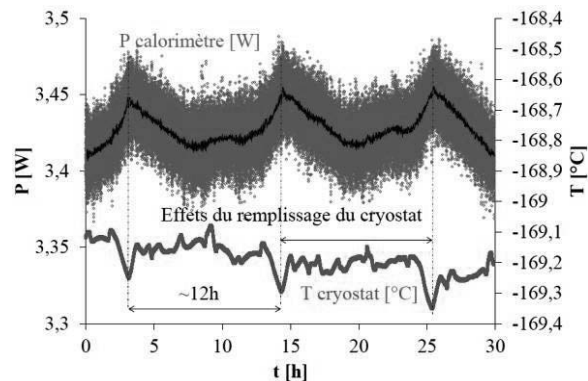


Figure 2 : Evolution de la puissance de régulation P_0 de la cellule de mesure fixée à 30°C et de la température du cryostat en fonction du temps et des cycles de remplissage cryogénique.

La Figure 3 donne l'évolution de la puissance de régulation et de la température de la cellule en fonction du temps en partant de l'état actif d'un composant à un état passif. Ce relevé permet d'apprécier la précision de la réaction de régulation et son temps de réponse. On note ainsi qu'un intervalle de 3 heures entre l'état on et l'état off du composant suffit pour en extraire le niveau de perte et que la température de la cellule est régulée à $\pm 4 \cdot 10^{-4}$ °C.

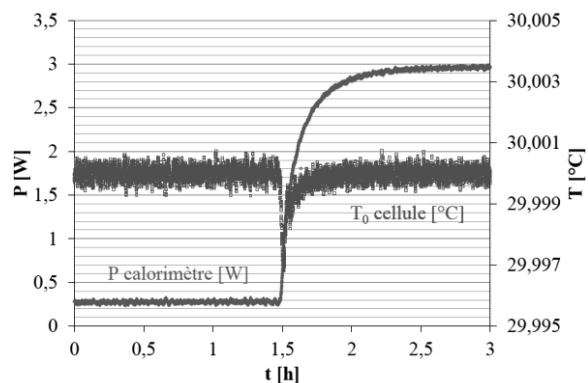


Figure 3 : Réponse temporelle de la puissance de régulation de la cellule de mesure consignée à 30°C et de la température effective de la cellule de mesure en fonction du temps en partant de l'état on à off.

3. OBJETS TESTES

3.1. Résistance

La charge résistive caractérisée est réalisée par 7 résistances bobinées de 500 Ω (+/-1%) connectées en parallèle. La mesure à l'Ohmmètre de cette résistance donne 71,6 Ω. Cette mesure a été réalisée à $T_{amb}=23^\circ\text{C}$. Cette résistance a une dérive thermique de 600/7 ppm/°C, soit une variation de 4 mΩ pour un ΔT de 40°C.

3.2. Convertisseur fly-back

Le dispositif dont nous allons estimer les pertes est un convertisseur statique basé sur une topologie fly-back (SW02112 commercialisé par SWITCHY) (Figure 4). Ce type de convertisseur est utilisé dans

des environnements très fortement contraints en température. Ce convertisseur nécessite une tension alternative d'entrée allant de 65 à 265 V (RMS) et une fréquence comprise entre 47 et 440 Hz. La tension continue de sortie est de 12 V et le courant nominal de sortie est de 167 mA lorsque la résistance de charge est de 71,6 Ω .

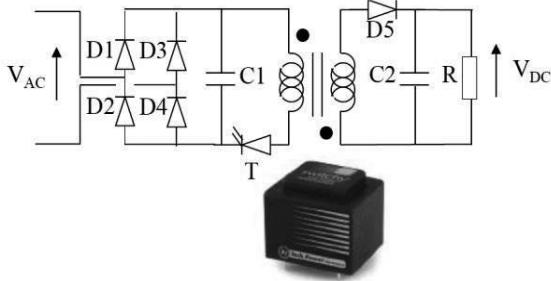


Figure 4 : Schéma de principe (hors système de régulation) et photographie du SW02112 encapsulée dans une résine.

3.3. Inductance et condensateur

Seront caractérisés distinctement et successivement deux types d'inductances et un condensateur, tous trois montés en série selon le schéma de la Figure 5. L'alimentation est réalisée par un convertisseur à demipont délivrant une tension rectangulaire de 150 V d'amplitude à fréquence variable. Le rapport cyclique est ajusté afin de maintenir un signal de courant triangulaire le plus proche possible de l'ampère efficace ($I_{RMS}=1$ A).

Les inductances comportent 21 spires de fil de litz (50 brins de 0,355 mm de diamètre) de 4,95 mm² de section équivalente. Les spires sont enroulées autour d'un noyau en fer doux (Magnetics High Flux, 125 μ , C058906A2) ($L_f=78$ μ H) ou en bois ($L_0=0,5$ μ H), torique de 221 mm² de section, de 79 mm de diamètre extérieur, de 48 mm de diamètre intérieur et de 17 mm de hauteur. L'inductance à noyau de bois ne présentera donc que des pertes cuivre.

Le condensateur (CDE UNL4W30K-F) est de technologie bobinée sèche ($C=30$ μ F), à base de polypropylène (PP) métallisé faible perte ($ESR=6$ m Ω @ 100 kHz/25°C).

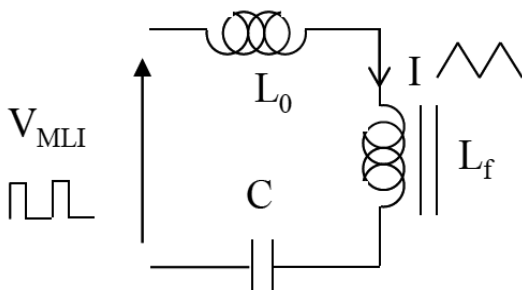


Figure 5 : Schéma de câblage employé pour étudier la réponse thermique d'une inductance torique à noyau fer doux. La mesure de perte à l'aide du calorimètre, porte sur chacun des trois composants. $L_f=78$ μ H, $L_0=0,5$ μ H, $C=30$ μ F, V_{MLI} cc=150 V, $I_{RMS}=1$ A.

4. RESULTATS ET DISCUSSION

4.1. Stabilité et précision de la mesure en fonction du temps et de la température

La Figure 6, représente la mesure différentielle des puissances (P_0-P_1) en fonction du temps aux trois températures : 20, 40°C. Le composant caractérisé est une charge résistive de 71,6 Ω , dont la dérive thermique entre 20 et 40°C est négligeable.

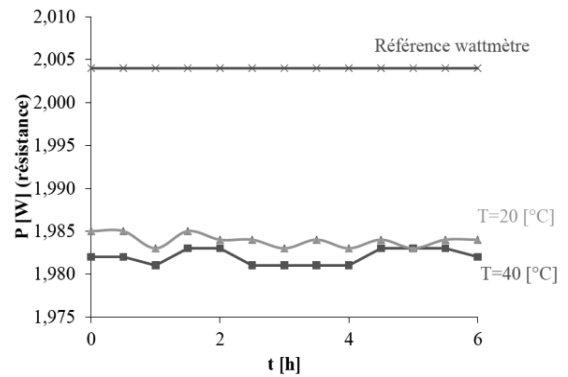


Figure 6 : Evolution des pertes (P_0-P_1) d'une résistance équivalente de 71,6 Ω aux trois températures 20, 40°C.

On observe que les pertes estimées par calorimétrie sont égales à 1,982 W lorsque la cellule est réglée à $T=40^\circ\text{C}$, soit 1,45% de moins que la puissance attendue. Ce résultat est conforme aux performances métrologiques de ce calorimètre : l'erreur typique étant de l'ordre 2%. On observe une stabilité des pertes en fonction de la température à 0,25% près. Ces résultats permettent d'estimer les pertes produites par la charge résistive avec une précision de l'ordre de 1,6%.

4.2. Mesure des pertes du convertisseur en charge en fonction de la tension

La Figure 7 illustre l'évolution des pertes (P_0-P_1) du convertisseur chargé en fonction de la tension d'alimentation lorsque la cellule est réglée à 30°C, en comparaison avec la puissance active mesurée à l'aide d'un wattmètre.

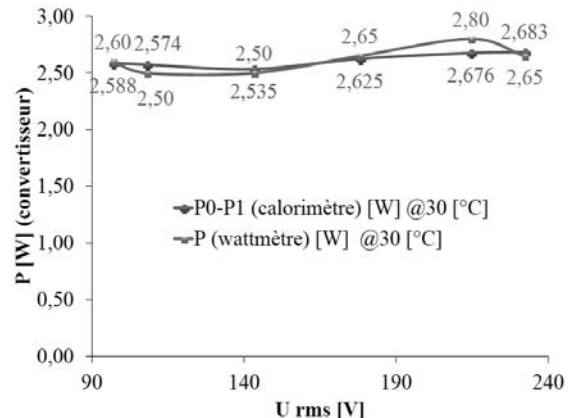


Figure 7 : Evolution des pertes (P_0-P_1) du convertisseur à vide et du convertisseur chargé en fonction de la tension d'alimentation à $f=50$ Hz lorsque la cellule est réglée à 30°C, en comparaison avec la puissance active mesurée à l'aide d'un wattmètre (IES ISW8300).



Sous 230 V, les pertes sont de 2,683 mW contre 2,65 mW vues par le wattmètre. On observe que les pertes mesurées au calorimètre sont proches de celles vues par le wattmètre, la différence de mesure ne dépassant jamais les 10%.

4.3. Mesure des pertes d'une inductance à noyau de bois en fonction de la fréquence

La Figure 8 illustre l'évolution des pertes (P_0-P_1) de l'inductance dotée d'un noyau en bois torique en fonction de la fréquence d'alimentation lorsque la cellule est réglée à 30°C. Cette inductance n'ayant pas de noyaux magnétiques, on retrouve ici uniquement les pertes cuivre.

On observe une stabilité des pertes cuivre de 20 kHz à 80 kHz, ne laissant paraître aucun effet de peau majeur sur les pertes mesurées. Ces pertes sont comprises entre 161 mW et 142 mW.

Le rayon du conducteur utilisé dans cette inductance (0,178 mm) étant inférieur l'épaisseur de peau (0,233 mm à 80 kHz dans du cuivre à 25°C), l'effet de peau ne peut se faire ressentir. Les pertes par effet de proximité sont également fortement limitées par le faible nombre de spires toutes réparties sur une seule couche.

La valeur théorique de la résistance DC de cette inductance est égale à 10 mΩ. La valeur des pertes attendues lors de cet essai devrait donc être de l'ordre de 10 mW ($I_{eff}=1$ A). La valeur plus élevée mesurée met en exergue l'importance de la connectique et des amenées de courant au sein même du calorimètre. En effet, dans sa version actuelle, les connectiques introduisent une résistance série non négligeable.

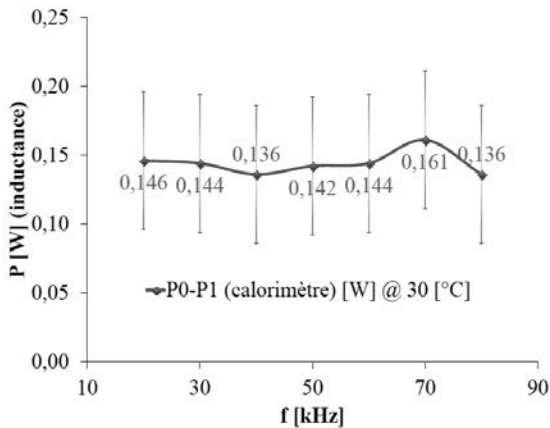


Figure 8 : Mesure des pertes (P_0-P_1) de l'inductance à noyau de bois sec ($L_0=0,5 \mu H$) en fonction de la fréquence d'alimentation de 20 kHz à 80 kHz lorsque la cellule est réglée à 30°C (ie. T inductance $\approx 41^\circ C$).

4.4. Mesure des pertes d'une inductance à noyau de fer doux en fonction de la fréquence

La Figure 9 illustre l'évolution des pertes (P_0-P_1) de l'inductance dotée d'un noyau de fer doux en fonction de la fréquence d'alimentation lorsque la cellule est réglée à 30°C.

On observe une augmentation régulière des pertes avec la fréquence sur une étendue Δf de 60 kHz. On note ainsi que les pertes cuivre et fer ont triplé de 20 kHz à 80 kHz. Ces pertes sont comprises entre 715 mW et 2148 mW.

Ces mesures englobent les pertes fer, les pertes cuivres propre à l'inductance et les pertes cuivres dues aux amenés de courant. Nous proposons donc Figure 10 une estimation des pertes fer par soustraction des pertes cuivre de la Figure 8 aux pertes totales de la Figure 9.

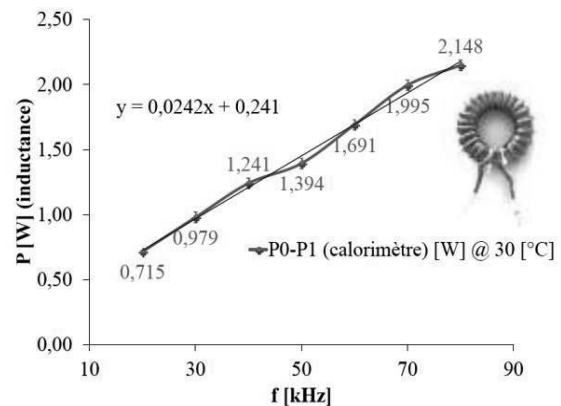


Figure 9 : Mesure des pertes (P_0-P_1) de l'inductance à noyau de fer doux ($L_f=78 \mu H$) en fonction de la fréquence d'alimentation de 20 kHz à 80 kHz lorsque la cellule est réglée à 30°C (ie. T inductance $\approx 50^\circ C$).

Ces résultats sont comparés aux pertes fer rendues prévisibles par le modèle de Steinmetz [9]. Le modèle de Steinmetz donne une bonne représentation du niveau de pertes et de son évolution. Notons que ce modèle est moins réaliste lorsque les signaux s'éloignent du sinus, ce qui est le cas ici, puisque le courant est triangulaire et fortement non-symétrique. Nous ne pouvons donc pas comparer strictement les résultats expérimentaux avec les résultats théoriques mais nous pouvons voir que le niveau et l'évolution des pertes dans les deux cas sont cohérents.

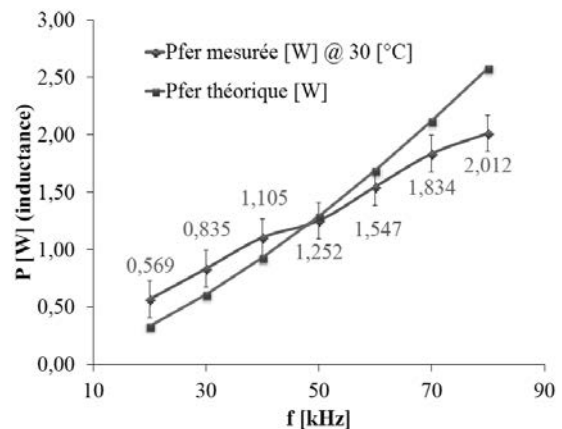


Figure 10 : Estimation des pertes fer de l'inductance à noyau de fer doux en fonction de la fréquence d'alimentation de 20 kHz à 80 kHz lorsque la cellule est réglée à 30°C ; par soustraction des pertes cuivre de la Figure 8 aux pertes totales de la Figure 9. Comparaison avec les pertes prévisibles par le modèle de Steinmetz.

4.5. Mesure des pertes d'un condensateur bobiné en fonction de la fréquence

La Figure 11 illustre l'évolution des pertes (P_0-P_1) du condensateur bobiné en fonction de la fréquence d'alimentation lorsque la cellule est réglée à 30°C.

On peut observer que les pertes mesurées augmentent de près de 40% de 20 kHz à 80 kHz. Ces pertes sont comprises entre 174 mW et 244 mW.

Les pertes produites par de tels condensateurs sont réputées décroissantes puis croissantes avec la fréquence (pertes en V). Selon la valeur de la capacité, le niveau des pertes diélectriques (caractérisées par le facteur de dissipation : $\tan \delta$) et les pertes métalliques (caractérisées par la résistance carrée des électrodes : R_{\square}) ; le minimum est typiquement compris entre 10 kHz et 1000 kHz. Dans le cas des condensateurs à base de PP, la décroissance des pertes se fait en $1/f$ car le $\tan \delta$ et la permittivité sont réputés quasi constant vs la fréquence. La remontée des pertes qui s'en suit est due à l'effet de peau dont l'épaisseur évolue en f^x ($x=1/2$) induisant une remontée des pertes en f^y ($y>1/2$). Enfin, dans le cas des capacités à base de PP métallisé faible perte, le minimum peut avoir l'allure d'un pallier constant sur près d'une décade [10][11]. Concédonns que la plage de fréquence choisie dans cette étude est trop étroite pour révéler ici ces deux grandes tendances que sont les pertes diélectriques et pertes métalliques. Nous sommes très probablement situés aux alentours supérieurs de la fréquence caractéristique de ce changement de tendance, puisqu'une légère croissance de perte avec la fréquence est observable.

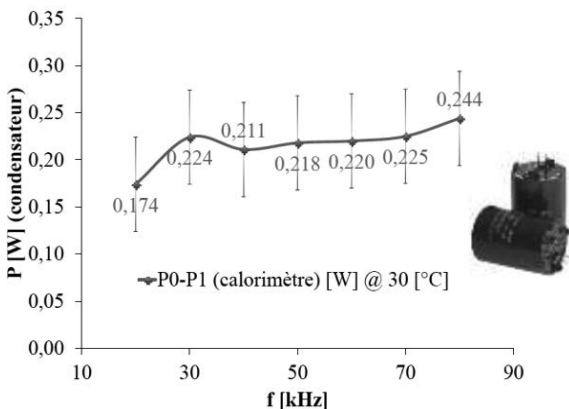


Figure 11 : Mesure des pertes (P_0-P_1) du condensateur bobiné ($C=30 \mu F$) en fonction de la fréquence d'alimentation de 20 kHz à 80 kHz lorsque la cellule est réglée à 30°C (ie. $T_{condensateur} \approx 42^\circ C$).

Notons enfin que les pertes mesurées par calorimétrie sont des pertes brutes qui intègrent non seulement les pertes du composant (pertes nettes) mais aussi les pertes de contact ohmique dues aux interconnexions sèches et les pertes dues aux amenées de courant. Il est par conséquent souhaitable de modéliser ou de procéder à une mesure de ces pertes à blanc afin d'extraire les contributions extrinsèques aux composants et d'accéder ainsi à la résistance équivalente série (ESR) propre.

Nous avons donc procédé à ces mesures et avons obtenu des pertes de contact et d'amenées allant de 134 à 142 mW entre 20 kHz et 80 kHz. Si l'on retranche ses pertes extrinsèques aux pertes enregistrées dans le cas du condensateur, on obtient ainsi des pertes nettes allant de 40 mW à 102 mW. Le courant efficace étant réglé autour de l'ampère, l'ESR du condensateur vue par le calorimètre serait comprise entre 40 et 102 m Ω , ce qui est nettement supérieur à l'ESR annoncée par le constructeur (ie. 6 m Ω à l'ambiante et $f=100$ kHz).

L'ESR du condensateur ne représenterait donc que 4,3% de l'ESR totale qui inclue les amenées et contact ohmiques sec (sous vide). Ce faible ratio rend vraisemblablement difficile la juste estimation de l'ESR propre du composant. Ce dernier résultat met en perspective deux expériences subsidiaires: (1) évaluer la répétabilité de cette mesure eu égard à la variabilité des contacts ohmiques ; (2) effectuer la mesure institut (composant et calorimètre) de l'ESR totale à l'aide d'un pont d'impédance.

5. CONCLUSIONS

Ce nouveau dispositif calorimétrique à rayonnement thermique conçu au G2Elab et breveté en 2012 a permis de mesurer les pertes d'une résistance (à 2% près), d'un convertisseur de type fly-back, d'une inductance et d'un condensateur.

Ce calorimètre présente une large gamme de température de fonctionnement (-50 à 150°C), un temps de mise en service relativement long (48 h) et un temps de mesure relativement court (1 h), une gamme de puissance étendue (1 mW à 10 W) et une très grande précision (2 mW).

Ces mesures ont également montré l'importance de la calibration et de la qualité des contacts secs pour obtenir une précision importante sur de très faible valeur de pertes à mesurer.

Ces performances métrologiques en font un dispositif idéal pour mesurer les pertes et/ou rendement des composants et systèmes de puissance dans un environnement isotherme tant à des fins de recherche que de développement.

6. REFERENCES

- [1] Stéphane Lefebvre, Francis Miserey, "Composants à semi-conducteur pour l'électronique de puissance", Tec et Doc, Hermès - Lavoisier, 1er Edition, 2004.
- [2] Chucheng Xiao, Gang Chen, Willem G. H. Odendaal, "Overview of Power Loss Measurement Techniques in Power Electronics Systems", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.43, Issue 3, pp: 657- 664, May-June 2007.
- [3] High Quality PPA5500_1500_500 Series Brochure - <http://www.newtons4th.com> - Consulté en décembre 2013



- [4] Didier Flumian, "Caractéristiques des pertes dans les composants magnétiques, mise en oeuvre d'une méthode calorimétrique", Diplôme de recherche universitaire, GIS 3DPhi, 2011 (France).
- [5] Elysée Obame, Olivier Gallot-Lavallée, Frédéric Aitken, "Design and Implementation of an Isothermal Calorimeter Measuring Heat Loss in Power Components", IOPscience Measurement Science and Technology, soumis (2013).
- [6] Elysée Obame, Olivier Gallot-Lavallée, Frédéric Aitken, "Modelling and simulation of a heat radiation calorimeter", IOPscience Measurement Science and Technology, soumis (2013).
- [7] Olivier Gallot-Lavallée, Frédéric Aitken, Elysée Obame, "Système calorimétrique et procédé pour mesurer les pertes de puissance dans un composant électrique", N° Brevet FR2962539, N°Enregistrement 1055474, Paris, France, Enregistré le 06-07-2010, Publié le 13-01-2012.
- [8] Elysée Obame, "Développement d'un dispositif de calorimétrie par rayonnement thermique : application à la mesure des pertes dans les composants électriques", Thèse dirigée par Olivier Gallot-Lavallée & Frédéric Aitken, Univ. Grenoble Alpes, pp. 1-181, Septembre 2010.
- [9] Jieli Li, Abdallah T, Sullivan C.R., "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms", IEEE Industry Applications Conference Record, Vol.4, pp. 2203-2210, September 2001 [10] Bruno Seguin, "Les pertes dans les condensateurs bobinés utilisés en électronique de puissance: mesure calorimétrique et modélisation", Thèse dirigée par Jean-Paul Ferrieux et Jean-Paul Gauss, Institut National Polytechnique de Grenoble, pp. 1-198, Mai 1997
- [11] Raymond E. Lafferty, "Capacitor loss at radio frequency"

Etude expérimentale de la perte et la restauration du rémanent dans les génératrices asynchrones

Nicolas ONDO, Adolphe MOUKENGUE IMANO

Laboratoire EEAT, Université de Douala,
B.P. 8698 Douala, Cameroun, moukengue@univ-douala.com

Résumé : Après un arrêt programmé ou non d'une génératrice asynchrone, le reste de magnétisation qui permet l'auto-amorçage à nouveau de cette dernière dépend en effet des dernières conditions de coupure. Cette dépendance est cependant mal connue, ce qui entraîne des lacunes dans les simulations numériques du processus réamorçage. L'objectif de ce travail est l'obtention d'une description empirique du comportement du rémanent dans le cas d'une génératrice asynchrone fonctionnant en mode isolé. L'étude expérimentale menée a permis de préciser les conditions d'exploitation pouvant conduire à une perte totale du rémanent. De même, cette étude menée de façon successive sur deux bancs d'essai électromécaniques, a permis de constater une certaine cohérence entre le comportement du rémanent en fonction du point d'arrêt. Une expression analytique permettant de prédire le comportement du rémanent pour les génératrices asynchrones étudiées est proposée.

1. INTRODUCTION

Dans les pays du Sud, le transport de l'énergie électrique sur de longues distances des grands centres de productions vers les consommateurs de faible puissance en zone rurale n'est pas avantageux. La décentralisation de la production de l'énergie électrique, par exemple à l'aide des microcentrales hydroélectriques ou éoliennes, est l'une des solutions adéquates [1, 2]. Par rapport aux groupes électrogènes, les microcentrales hydroélectriques ou éoliennes ne présentent que des avantages pour des zones rurales ayant un potentiel important en rivières ou en vent. Ces microcentrales utilisent généralement la machine asynchrone comme élément de conversion de l'énergie mécanique en électrique. La génératrice asynchrone à cage est une machine simple, légère et robuste utilisée de manière classique dans la production de la petite électricité. De nos jours, elle fait plutôt concurrence à la génératrice synchrone en production décentralisée d'énergie électrique. Cependant, lorsque la génératrice asynchrone est utilisée en mode isolé, il se pose un certain nombre de problèmes : l'autoamorçage de la machine, le risque de désaimantation totale de la génératrice, le contrôle de la tension, le contrôle de la fréquence. Tous ces problèmes sont inexistantes lorsqu'elle fonctionne plutôt connectée à un réseau.

L'autoamorçage d'une génératrice asynchrone est tributaire de la présence dans la machine d'une aimantation rémanente. Celle-ci est cependant variable selon les conditions d'arrêt de la machine [3, 4]. En cas de désaimantation totale, la machine ne peut plus

s'amorcer même si toutes les autres conditions sont remplies [5]. Il faut donc une intervention humaine extérieure ou une procédure automatisée spécifique pour redémarrer la microcentrale. La modélisation de la machine à l'aide de la transformation de Park a permis d'avoir une meilleure maîtrise du contrôle et de la commande de la génératrice asynchrone en régime dynamique linéaire et saturé [6]. Dans de tels travaux, la problématique de l'amorçage et du désamorçage de la machine a été également abordée [5, 6, 7]. Des équations explicites d'autoamorçage ont été formulées, la saturation du circuit magnétique a également été prise en compte, les valeurs minimales des capacités requises pour l'autoamorçage ont été déterminées. Des résultats des simulations numériques ont été présentés [8, 9, 10] et validés par des résultats expérimentaux. Tous ces travaux font état du constat :

- qu'il faut du rémanent pour que la machine puisse s'amorcer et
- qu'au-delà d'une certaine limite d'exploitation, la génératrice asynchrone se désamorçait. Cela peut conduire à une désaimantation complète de son circuit magnétique au point où un réamorçage devient impossible sans intervention extérieure.

Des dispositions préventives sont proposées (respect des conditions d'amorçage, exclusion de toute surcharge, connexions de capacités série-parallèle) pour éviter la perte du rémanent. On remarque cependant que ces différents travaux font pour la plupart carrément abstraction des conditions initiales

du processus d'amorçage, que ce soit dans les formulations analytiques ou dans les simulations numériques. Cette démarche laisse des imprécisions et masque certaines réalités. Par exemple, il faudrait garder présent à l'esprit que

- malgré une batterie de condensateurs bien dimensionnée, la machine peut ne pas s'amorcer à cause d'un rémanent trop faible ou inexistant ;
- pour une valeur précise des capacités, la tension à vide atteinte après l'amorçage sera toujours la même, mais le délai d'amorçage dépend fortement de la valeur initiale du rémanent.

Lorsqu'il y a donc harmonie dans l'évolution des courants et tensions pendant l'amorçage entre la simulation et l'expérience dans des résultats présentés, cela est forcément obtenu par un « ajustement manuel » des valeurs initiales du côté de la simulation. Cette difficulté est d'ailleurs explicitement reconnue dans certains travaux [5, 10]. Il est donc évident qu'une meilleure compréhension de la variation du rémanent et de son influence sur l'amorçage de la machine aboutirait à une modélisation encore plus exacte de la machine.

Ce travail de recherche se propose pour cela d'aborder le problème plutôt de façon expérimentale. En étudiant les variations du rémanent en fonction des conditions de coupure, on pourrait trouver une « loi de comportement » qui rendrait la simulation plus précise et cela sans « artifice ». Les valeurs prises comme conditions initiales de la simulation découleraient des conditions d'arrêt de la simulation précédente. D'autre part, identifier plus précisément les conditions conduisant à une perte totale du rémanent permettra de mieux maîtriser ce risque. Il serait alors possible d'exploiter davantage la machine sans courir de risque de démagnétisation.

L'objectif principal de ce travail est d'étudier expérimentalement, ce qui influence le rémanent, afin d'apporter plus d'éclairage sur l'amorçage, le réamorçage et le désamorçage d'une génératrice asynchrone en mode de fonctionnement isolé. A travers l'approche adoptée ici, on espère par différentes expérimentations confirmer ou infirmer certaines hypothèses et tirer une description empirique du phénomène. A cet effet, des bancs d'essais ont été montés, à l'aide desquels le comportement du rémanent dans diverses conditions de fonctionnement est observé. L'intérêt particulier est mis sur l'autoamorçage de la génératrice, les situations conduisant à son désamorçage ainsi que la restauration du rémanent pour permettre un réamorçage de la machine.

2. DISPOSITIF EXPERIMENTAL ET METHODOLOGIE

2.1. Description du dispositif expérimental

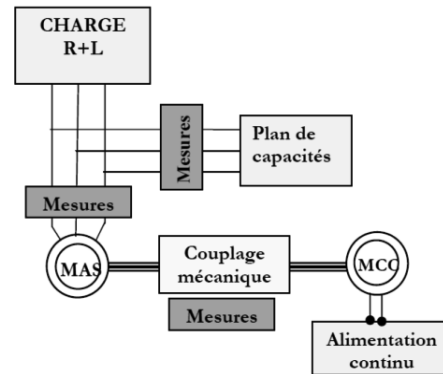


Fig.1 : Schéma de principe du dispositif expérimental

Les essais ont été effectués en laboratoire sur deux bancs électromécaniques de caractéristiques différentes. Le principe du dispositif expérimental est présenté à la Figure 1. Chacun des deux bancs est constitué d'une machine à courant continu (MCC) fonctionnant en moteur et servant de machine d'entraînement, et d'une machine asynchrone (MAS) fonctionnant en génératrice et qui est l'objet de l'étude. Le Tableau 1 donne les caractéristiques de chaque banc d'essai.

Les autres éléments utilisés dans cette étude expérimentale et représentés dans la Figure 1 sont :

- deux batteries de condensateurs de 2 kVAr chacune ;
- un plan de charge résistif allant jusqu'à 3,9 kW ;
- un plan de charge inductif allant jusqu'à 2 kVAr ;
- un analyseur d'énergie, Qualistar C.A. 8334, Chauvin Arnoux ;
- un tachymètre digital Langlois DT-2236 et autres accessoires de mesure.

		Machine à courant continu				
		Puissance [kW]	U_N/I_N [V]/[A]	U_{ess}/I_{ess} [V]/[A]	n_N [tr/min]	
Banc 1 ENCO		3	220/13,65	220/0,9	1500	
Banc 2 ECODIME		3	220/17	220/0,95	1500	
		Machine asynchrone (MAS)				
		Puissance [kW]	U_{AN}/U_{YN} [V]	I_{AN}/I_{YN} [A]	$\cos\phi_N$	n_N [tr/min]
Banc 1 ENCO		3	220/380	12/7	0,85	1440
Banc 2 ECODIME		3	230/400	11,4/6,5	0,81	1414

Tableau 1 : Caractéristiques des bancs d'essai

2.2. Méthodologie

La réalité a montré que la valeur du rémanent dépendait des conditions de coupure, du point d'arrêt. La première démarche consiste à catégoriser les conditions de coupure d'abord grossièrement, puis de façon plus précise. On distinguera ainsi les arrêts normaux et les arrêts anormaux. Les arrêts anormaux regroupent tous les cas où la machine aura « décroché », c'est-à-dire, se sera désamorçée d'elle-même suite à des conditions de charge défavorables. Les autres cas seront considérés comme des arrêts normaux.

Il sera ensuite distingué selon les types de charge, notamment charge résistive et charge inductive. Pour réduire le nombre de paramètres et concentrer l'étude à l'essentiel, la capacité des condensateurs aux bornes de la machine sera maintenue constante. Seule la charge sera variée. Après chaque point de fonctionnement, la machine sera arrêtée et la valeur du rémanent mesurée. Ensuite, la machine sera réamorçée (si possible) pour le relevé du point suivant et ainsi de suite. Les mêmes expériences seront reprises plusieurs fois sur le même banc d'essai.

À côté de ces essais, on relèvera aussi la courbe de magnétisation de la génératrice, qui décrit assez précisément une machine particulière. Pour le relevé cette courbe, on entraîne la génératrice à la vitesse de synchronisme, et ensuite il est alimenté avec une tension variable et on relève pour divers points le courant et la tension. La courbe de magnétisation sera certainement d'intérêt dans notre étude. Une première lecture des résultats sera effectuée, permettant notamment de confirmer ou infirmer le caractère aléatoire de la tension rémanente et d'émettre certaines hypothèses. Enfin, la même démarche sera reprise pour un second banc d'essai, ce qui permettra de rechercher des similitudes de comportement. Le cas échéant, on se propose d'ébaucher une formulation empirique du comportement du rémanent dans les génératrices asynchrones étudiées. D'autres essais permettront de mieux préciser en cas de désamorçage total de la machine, les mesures à prendre pour restaurer le rémanent.

3. RESULTATS DE L'ETUDE EXPERIMENTALE

L'étude expérimentale a effectivement été effectuée pour les deux bancs d'essai : ENCO et ECODIME. Pour chaque banc, la courbe de magnétisation et le comportement du rémanent en fonction du point d'arrêt ont été relevés, de même que la restauration du rémanent.

3.1. Allures comparées des courbes de magnétisation

La courbe de magnétisation est liée au matériau de fabrication. Elle est une caractéristique intrinsèque de la machine. Les résultats de mesure présentés à travers la Figure 2, nous permettent d'avoir une idée des caractéristiques des matériaux magnétiques des deux machines asynchrones triphasées ENCO et ECODIME utilisées. En effet, les deux courbes diffèrent, puisque les génératrices étudiées ne sont pas construites avec le même matériau. Chacune des courbes présente toutefois les trois parties caractéristiques d'une courbe de magnétisation: la zone linéaire, le coude et la zone de saturation. L'allure des deux caractéristiques montre cependant que pour la même chute de tension, la machine ENCO se démagnétise plus vite que la machine ECODIME. Ce résultat est déterminant pour l'interprétation et la compréhension du comportement de la tension rémanente des deux machines en fonction des différents points d'arrêt.

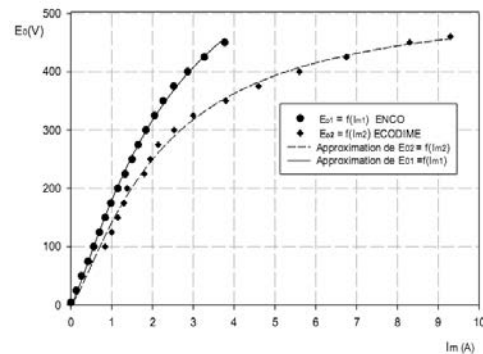


Fig.2 : Courbes de magnétisation des deux génératrices étudiées

La prédiction du comportement du rémanent nécessite la connaissance de la courbe de magnétisation de la machine concernée. La courbe de magnétisation est une caractéristique intrinsèque de la machine. Pour les deux machines étudiées, elle peut être décrite par une expression analytique donnée par l'équation 1.

$$E_0 = \frac{U_0}{1 + \left(\frac{l_m}{l_0}\right)^{-a}}$$

Où E_0 est la tension à vide (en Volts), I_m le courant de magnétisation (en Ampères), I_0 intensité du courant à partir de laquelle le phénomène de saturation se fait sentir (en Ampères), U_0 tension dite de saturation maximale de la machine (en volts) et a un coefficient dépendant des caractéristiques électromagnétiques de chaque machine.

3.2. Comportement de la tension rémanente en fonction des différents points d'arrêt

On a appelé « tension rémanente nominale » la tension rémanente U_r mesurée entre deux bornes de la machine à la vitesse de rotation nominale de la génératrice, soit 1560 tr/mn. Au préalable, la machine doit avoir été utilisée en moteur à la tension nominale avant d'être coupée directement du réseau. On a ainsi obtenu : $U_r = U_{rN} = 4,55 \pm 0,05$ V

Un arrêt par réduction progressive de la tension d'alimentation réduit considérablement et très souvent annule le rémanent. Pour les résultats présentés dans cette section, nous avons seulement considéré les arrêts normaux. En effet, les arrêts normaux sont tous les points de fonctionnement pour lesquels la machine ne décroche pas. Après auto-amorçage de la génératrice, celle-ci était amenée à débiter sur une charge résistive variable. Pour chaque point de fonctionnement, on mesure la tension aux bornes de la génératrice. Ensuite la batterie des condensateurs est débranchée, puis la charge. La f.é.m. induite s'annule alors instantanément et la machine passe en survitesse. Après retour à la vitesse de rotation nominale, on mesure la nouvelle valeur de la tension rémanente.

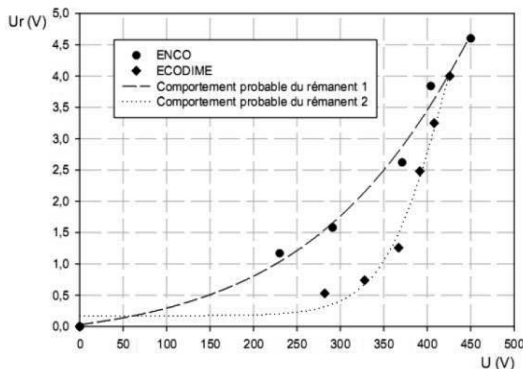


Fig.3 : Comportement du rémanent et allure présumée de U_r pendant le désamorçage

Le comportement du rémanent et l'allure présumée de la tension rémanente U_r pendant le désamorçage des deux machines étudiées est donné à la Figure 3.

Une expression générale a été établie donnée par l'équation 2, qui permet de prédire avec 95 % de confiance le comportement du rémanent dans les génératrices étudiées. Pour cela, il a été tenu compte des points réels mesurés, ensuite nous avons supposé une décroissance linéaire de la tension rémanente pendant la phase de décrochage.

$$U_r = \frac{E_{r1}}{1 + e^{\left(b - \frac{U}{E_{r2}}\right)}}$$

Dans l'équation 2, U_r et U sont exprimés en volts, et E_{r1} , E_{r2} (en volts) et b paramètres dépendent des caractéristiques électromagnétiques de chaque machine.

3.3. Restauration du rémanent

La restauration du rémanent peut s'effectuer par une alimentation en courant continu ou en courant alternatif. Pour le premier cas, une source de tension continue variable a été branchée entre deux bornes du stator. Après avoir fait passer un certain courant dans le bobinage statorique, la tension rémanente était ensuite mesurée.

Une tension continue même faible est suffisante pour restaurer le rémanent. Pour la machine ENCO par exemple une alimentation avec 1,5 V DC (et env. 0,3 A de courant) permettait déjà d'obtenir une tension rémanente au-dessus de la tension seuil garantissant l'auto-amorçage, comme illustré à la Figure 4.

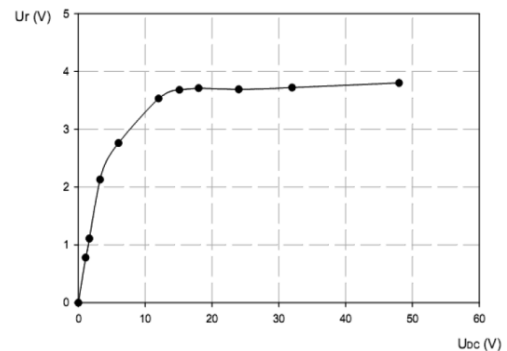


Fig.4 : Restauration du rémanent par du courant continu de la machine ENCO (utilisation d'une batterie)

Pour le second cas, on fait fonctionner la machine en moteur avec une tension d'alimentation variable. Après coupure de l'alimentation, on entraîne la génératrice à sa vitesse de rotation nominale, et l'on mesure la tension rémanente. Le résultat est donné à travers la Figure 5. Une tension alternative de 50 V permettait d'obtenir une valeur du rémanent au-dessus de la valeur seuil permettant l'auto-amorçage. Un fonctionnement en moteur à la tension nominale restaure le rémanent pratiquement à sa valeur maximale.

Il est intéressant de constater que la valeur maximale du rémanent atteinte en courant alternatif est plus élevée que celle atteinte en continu. Ceci est en parfait accord avec les résultats de [11] qui montrent qu'une élévation de la fréquence produit un gonflement du cycle d'hystérésis et par conséquent une augmentation de la valeur de l'induction rémanente du matériau.

Pour la configuration étudiée ici, la valeur minimale du rémanent pouvant permettre un auto-amorçage de la

génératrice est de $0,75 \pm 0,05$ V. Cette valeur seuil ne peut cependant pas être définie de façon absolue. Il est évident qu'une plus petite batterie de condensateurs nécessiterait une valeur plus grande de la tension rémanente seuil, tandis qu'une plus grande valeur des condensateurs rend possible un auto-amorçage à partir d'une plus petite tension rémanente.

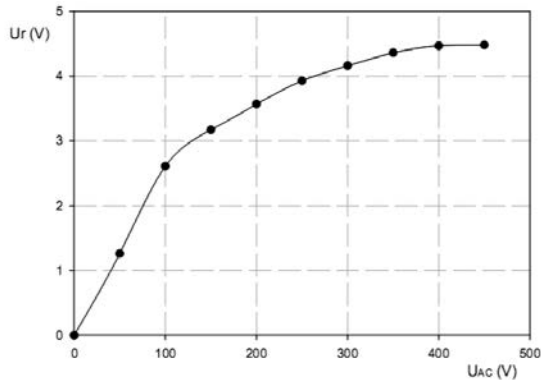


Fig. 5 : Restauration du rémanent par du courant alternatif de la machine ENCO (marche en moteur)

4. CONCLUSION

L'étude expérimentale a montré que lorsque la tension rémanente U_r est au-delà d'un certain seuil, l'amorçage ou le réamorçage de la génératrice asynchrone était garanti. Le comportement du rémanent en fonction des différents point d'arrêt a été étudié sur deux machines. La comparaison des résultats a montré certaines similitudes. Il y a tout lieu de penser que ce comportement n'est pas purement aléatoire. Lorsqu'elle subit une forte surcharge ou une faible surcharge prolongée, la génératrice se désamorce. Le rémanent est alors totalement perdu. Il peut cependant être restauré de préférence à l'aide d'une source continue, par exemple une batterie d'accumulateurs de 12 V.

5. REFERENCES

- [1] Bernard Laponche, « Production décentralisée d'Énergie : enjeux énergétiques et territoriaux », recueil des interventions des 4èmes Assises Nationales de l'Énergie, Grenoble (France), 2, 3 et 4.12.2002, pp. 7 – 33.
- [2] G. D. Kamalapur, R. Y. Udaykumar, « Rural Electrification in the Changing Paradigm of Power Sector Reforms in India », International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE), Vol 2, No. 2, April 2012, pp. 147 – 154.
- [3] Bansal, R.C. (2005). « Three-Phase Self_Excited Induction Generators: An Overview », IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 2, pp. 292-299.
- [4] S.K. Jain, J.D. Sharma, and S.P. Singh, « Transient Performance of Three-Phase Self-Excited Induction Generator During Balanced and Unbalanced Faults », IEE Proceedings on Electric Power Applications, vol. 149, no. 1, 2002, pp. 50-57
- [5] J.M. Elder, J.T. Boys, J.L. Woodward, « The Process of Self Excitation in Induction Generators », IEE Proceedings on Electric Power Application, vol. 130, no. 2, 1983, pp. 103-108.
- [6] Dandan Ma, « Self-excited induction generator : a study based on nonlinear dynamic methods », PhD thesis, School of Electrical and Electronic Engineering, 2012, Newcastle University (UK).



Identification et prédiction non intrusive de l'état des charges dans les bâtiments résidentiels à partir de mesures compteur à échantillonnage réduit

Vincent DEBUSSCHERE, Kaustav BASU, Seddik BACHA

Univ. Grenoble Alpes - G2ELab

Résumé : Nous abordons dans ces travaux l'identification non intrusive des charges des bâtiments résidentiels ainsi que la prédiction de leur état futur. L'originalité de ces travaux réside dans la méthode utilisée pour obtenir les résultats voulus, à savoir l'analyse statistique des données (algorithmes de classification).

Celle-ci se base sur des hypothèses réalistes et restrictives sans pour autant avoir de limitation sur les modèles comportementaux des charges (variations de charges ou modèles) ni besoin de la connaissance des changements d'état des charges. Ainsi, nous sommes en mesure d'identifier et/ou de prédire l'état des charges consommatrices d'énergie (et potentiellement contrôlables) en se basant uniquement sur une phase d'entraînement réduite et des mesures de puissance active agrégée sur un pas de mesure de dix minutes, préservant donc la vie privée des habitants. Dans cette communication, après avoir décrit la méthodologie développée pour classifier les charges et leurs états, ainsi que les connaissances métier fournies aux algorithmes, nous comparons les résultats d'identification pour cinq algorithmes tirés de l'état de l'art et les utilisons comme support d'application à la prédiction. Les algorithmes utilisés se différencient par leur capacité à traiter des problèmes plus ou moins complexes (notamment la prise en compte de relations entre les charges) et se ne révèlent pas tous appropriés à tout type de charge dans le bâtiment résidentiel.

1. CONTEXTE DES TRAVAUX

Le contrôle des charges dans l'habitat (principalement résidentiel) est un domaine de recherche en plein développement, profitant des opportunités offertes dès lors que les méthodes d'identifications et de prédiction sont suffisamment précises [3, 16]. De nombreuses approches sont proposées dans la littérature, basées principalement sur une analyse temporelle des signaux électriques et nécessitant un taux d'échantillonnage important (la seconde ou moins) afin de détecter les variations d'état des charges [6, 17]. En effet, les changements d'état des charges se reflètent sur leur consommation ce qui permet de détecter leur présence dans le profil de consommation global du bâtiment. Ces méthodes sont donc basées sur la reconnaissance ou la connaissance a priori des signatures des charges, par analyse plus ou moins complexe des signaux électriques, de leur harmoniques ou des contenus supplémentaires que pourrait mesurer par exemple un compteur (très) intelligent [7].

La principale limite de ces méthodes est la nécessité de mesures précises ou de modèles fidèles des

différentes charges dans l'habitat afin de calibrer correctement les algorithmes sous peine de voir leur efficacité diminuer. De plus, la période d'entraînement de ces algorithmes peut s'avérer suffisamment longue pour rendre leur utilisation impraticable. Le second défaut, directement lié au premier, est l'intrusion dans l'espace privé que constitue l'habitation résidentielle. En effet, que ce soit lors du calibrage des algorithmes, puis par la quantité d'informations précises recueillies sur le mode de vie des habitants, ces méthodes peuvent présenter un caractère rebutant à des utilisateurs soucieux de conserver un certain contrôle sur la connaissance que pourraient avoir des tiers de leur vie quotidienne.

Pour répondre à ces questions (et tenter d'éviter ces écueils) nous proposons une approche qui ne se base pas sur de l'analyse temporelle des signaux mais sur des outils statistiques d'analyse de donnée [8, 13, 4, 18]. De plus, nous nous plaçons dans le cas d'une mesure unique d'énergie agrégée sur un pas de temps compris entre dix minutes et une heure [14]. Ceci nous donne plusieurs avantages. Tout d'abord, les besoins en mesure sont notablement réduits (que ce soit en volume

de donnée à traiter et en complexité technique de la mesure : un compteur classique mesurant la puissance active suffit) [11]. D'autre part, nous ne sommes pas en mesure d'identifier précisément le comportement des habitants, mais uniquement d'isoler l'état des charges de forte puissance (le seuil étant défini lors du paramétrage de l'algorithme), c'est-à-dire celles qui présentent de toute façon un intérêt réel à être contrôlées dans l'habitat [10]. Enfin, nous avons également limité la phase d'entraînement de l'algorithme à une période très courte (deux semaines sur des données d'un an, soit moins de 4% de la base de données). Tout ceci est fait en se basant sur des informations simples à obtenir sans mesures pour l'identification (il faut uniquement un marquage du temps lors de l'utilisation des charges dans la maison, sans mesures sur la charge elle-même), et avec une connaissance de l'état des charges au fil du temps dans le cas de la prédiction [9].

Ceci nous amène à une méthode quasi-non intrusive d'identification et/ou de prédiction de l'état des charges dans l'habitat avec beaucoup moins de contraintes que des méthodes temporelles [8, 5, 19]. En plus du respect de la vie privée, cette méthode va s'adapter à n'importe quel type de charge (c'est-à-dire quel que soit sa courbe de charge, ou son modèle électrique) [12]. Le modèle des charges n'ayant pas à être connu, nous n'avons pas besoin d'une mesure au niveau de la charge pour le construire. A chaque ajout ou changement de charge, ou alors sur une base régulière pour prendre en compte le vieillissement des charges et la dégradation de leur façon de consommer de l'énergie, il suffit de relancer une courte période d'entraînement de l'algorithme afin de le rendre fonctionnel sur la nouvelle configuration de la maison [15].

Les algorithmes développés pour l'identification de l'état des charges peuvent également être utilisés pour prédire leur état futur. La différence est qu'il faut cette fois-ci une mesure au niveau des charges donnant au minimum une connaissance de leur état. Cette connaissance peut être apportée par les mêmes algorithmes, par identification, en utilisant ainsi uniquement la courbe de charge globale de la maison. Dans ce cas, l'efficacité globale de la méthode est moins bonne.

Dans cette communication, nous présentons les résultats d'identification des charges selon plusieurs algorithmes d'analyse et de classification de données, fournissant ainsi une comparaison à l'état de l'art. Puis nous appliquons les mêmes algorithmes pour réaliser de la prédiction de charge afin de montrer la viabilité de la méthode.

1.1. Les données

Dans le cadre du projet ANR SUPERBAT, nous disposons pour nos travaux d'une base de donnée, nommée IRISE, tirée d'un projet européen nommé REMODECE. Celle-ci contient le relevé de consommation, pour cent maisons et sur un an, de la quasi-totalité des charges sur un pas de temps de dix minutes. Les relevés se présentent sous la forme d'agrégation de puissance sur un pas de temps de dix minutes, donc finalement comme une représentation de l'énergie consommée sur les dix dernières minutes. Des données de températures et d'autres informations complètent cette base de données (comme le nombre d'habitant par exemple).

Les algorithmes d'identification et de prédiction présentés dans cet article sont basés sur des algorithmes de **classification**. Ceux-ci procèdent par apprentissage. Nous coupons donc la base de données en deux parties, la première pour l'apprentissage et la seconde pour la validation. La répartition dans notre cas est de 4% pour l'apprentissage et de 96% pour la validation.

Ce choix non typique (certains algorithmes nécessitent un apprentissage sur parfois plus de 50% de la base de donnée) est une contrainte supplémentaire que nous imposons à la méthode en vue de la rendre plus applicable à une situation réelle. En chiffres concrets, pour fournir des informations sur les charges d'un bâtiment pendant un an, l'algorithme ne nécessite qu'une période d'apprentissage de deux semaines sans mesures directes sur les charges (juste une prise de note de l'heure lors du changement d'état des charges).

Le choix de pas de temps d'une dizaine de minutes ou de l'heure est un second choix restrictif imposé dans cette étude.

Celui-ci nous permet de rester dans des temps représentatifs de remontée de mesures aux réseaux sur les prototypes de compteurs intelligents (les mesures en local pouvant se faire à un échantillonnage plus fin) et de ne pas porter atteinte à la vie privée des habitants.

2. CLASSIFICATION DES CHARGES

2.1. Sélection des charges

L'objectif de ce travail est d'isoler l'état d'une charge consommant suffisamment d'énergie pour présenter un intérêt à être contrôlée dans une maison, à partir de la seule connaissance de l'évolution de la consommation globale (en puissance active) de cette maison.

Le seuil de discrimination entre les charges « intéressantes » et les autres se fait sur leur niveau de consommation d'énergie moyenne sur un pas de temps

de dix minutes. Ce seuil est défini d'une part pour faciliter l'identification des charges « utiles ». En effet, il est inutile de brouiller la courbe de consommation des charges contrôlables de forte puissance avec du bruit de mesure ou des charges consommant trop peu pour être faciles à distinguer les unes des autres. Les exemples classiques de charges de ce type sont les lampes, les chargeurs de téléphones portables, etc. Ce seuil est défini d'autre part pour mettre naturellement de côté les charges qui, même si elles étaient contrôlables, n'apporteraient pas une flexibilité suffisante sur la courbe de consommation globale pour justifier la mise en place de toute une mécanique de classification afin de détecter automatiquement leur état, ou plus tard de le prédire et le contrôler plus finement.

Ce seuil peut être choisi arbitrairement par les habitants en fonction de leur moyenne globale de consommation, ou choisi d'une façon plus systématique par des méthodes de groupement statistique (« clustering ») basé sur un historique de consommation initial. Contrairement à la méthode que nous présentons ici, le groupement automatique des charges en deux catégories (les charges de puissance moyenne suffisante et les autres) nécessite la connaissance de la mesure de consommation de chaque charge prise séparément. Bien que nous ayons à notre disposition les mesures individuelles des charges dans la base de données IRISE, nous avons choisi de rester sur un critère de seuil manuel, dans la mesure où notre méthode est forte de ne pas nécessiter ces mesures. Le seuil limite en deçà duquel les charges ne sont pas considérées a été défini sur la base de la consommation moyenne d'une télévision telle que mesurée dans les maisons de la base IRISE utilisées dans ces travaux.

2.2. Mesures et classification

L'entrée principale de l'algorithme de classification est la puissance consommée par la maison complète agrégée sur un pas de temps qui peut varier de dix minutes à une heure. Cette énergie est relevée au niveau du compteur. Lors de la phase d'apprentissage, en plus de la consommation globale et du temps, les états des charges (ON-OFF) sont fournis à l'algorithme.

Lors de la phase d'utilisation, l'algorithme n'a plus à sa disposition que le temps et la consommation globale de la maison. Il donne à ce moment-là une proposition de l'état des charges, accompagné d'indices de confiance.

Les charges considérées sont soit allumées/utilisées (ON) soit éteintes/non utilisées (OFF). Il n'y a pas de mode de veille.

Deux remarques importantes sont à faire ici. Tout d'abord cette simplification du problème pour une meilleure lisibilité n'exclut pas de classer les charges sur plus d'étiquettes que cela (qui seront alors dans notre cas les niveaux d'énergie consommés sur les pas de temps considérés et non plus des états ON ou OFF).

Dans le cas d'une discrétisation plus fine que juste l'état de la charge, le choix de considérer de la puissance ou de l'énergie vient directement de la mesure qui est faite sur les charges réelles, dans notre cas de l'énergie (puissance agrégée sur un pas de temps de dix minutes). D'autre part, afin d'aller plus loin que la seule connaissance de l'état de la charge, il faut impérativement une mesure de la consommation de la charge lors de la phase d'apprentissage de l'algorithme (en puissance ou énergie par pas de temps). Ceci, tout à fait possible en phase de recherche, devient plus difficile une fois que ce système est à déployer en situation réelle, ou lors d'une mise à jour du nombre de charges et de leur état. Il faut en effet installer des appareils de mesures sur chaque charge pour une durée pouvant aller jusqu'à plusieurs semaines pour de l'identification et pour la durée d'usage pour de la prédiction.

Il est à noter que cette mesure pourrait à terme être centralisée par une « énergie box », ou un compteur de type Linky, comme présenté Figure 1. A ce stade, l'identification des charges telle que nous la présentons devient obsolète dans la mesure où les informations sur l'état des charges sont en permanence relevées ou du moins potentiellement connues par le système de management énergétique du bâtiment par une simple requête informatique.

Ceci étant dit, le déploiement massif « d'énergie box » en plus de compteurs communicants (qui ne seraient pas suffisants) ne semble pas être encore une réalité à l'heure actuelle et dans tous les cas, la méthode présentée ici reste utilisable sur son aspect prédictif.

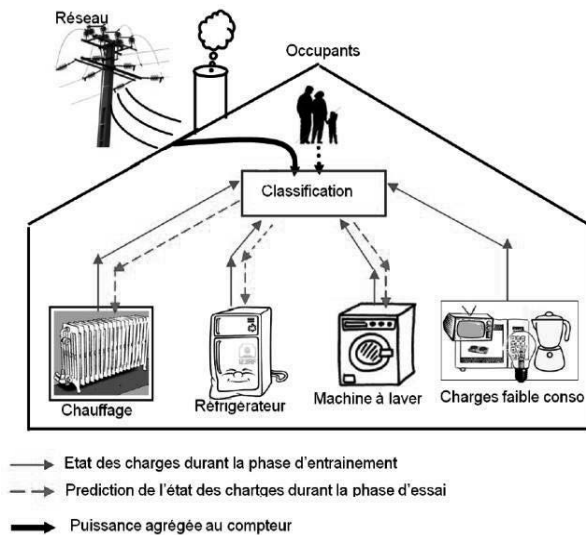


Fig. 1 : Architecture de la classification par l'algorithme d'apprentissage

2.3. Principe de fonctionnement

La méthode utilisée dans ces travaux se base sur la classification de série de données temporelles selon une approche par fenêtres de mesures successives. Il s'agit de classer les charges en fonction de leur état (ON ou OFF) ce qui permettra ensuite de les identifier en se basant uniquement sur le profil de charge global de la maison. Il s'agit donc d'une classification multi-classe et multi-étiquettes (ou multi-état). Chaque charge de la maison prise en compte dans l'algorithme est définie comme une classe qui peut comporter deux étiquettes, ON ou OFF. Le travail de classification se déroule en plusieurs étapes, qui sont décrites succinctement ci-dessous.

1. Prétraitement des données.
2. Calcul des attributs/propriétés pour chaque charge.
3. Apprentissage de la classification multi-étiquette.
4. Classification des charges.
5. Evaluation de la pertinence de la classification.

Sans rentrer dans les détails informatiques de ces étapes, le principe de fonctionnement de l'algorithme est décrit ci-dessous.

2.4. Les étapes clés

2.4.1. Découpage de la série temporelle initiale

La classification s'opère par analyse comparative de l'évolution de séries temporelles. Il faut donc découper la série initiale S construite à partir de l'énergie consommée par le bâtiment agrégée sur des pas de dix minutes à une heure en un ensemble de séries S_i , de longueur n , extraites de S par découpage

en fenêtres successives, comme présenté, eq. (1). La taille des fenêtres peut varier (en nombre d'unité ou au niveau du centrage par rapport au pas de temps analysé à chaque instance) [1].

$$S = \{s_1, s_2, \dots, s_L\} \rightarrow \begin{cases} S_1 = \{s_1, s_2, \dots, s_n\} \\ S_2 = \{s_2, s_3, \dots, s_{n+1}\} \\ \vdots \\ S_N = \{s_{L-n-1}, s_{L-n-2}, \dots, s_L\} \end{cases} \quad (1)$$

A partir d'une série initiale S de longueur L (directement obtenue par le choix de discrétisation de la base de donnée d'un an à notre disposition) nous extrayons donc $N = (L-n)$ séries par découpage en fenêtres successives, séparées d'une unité de pas de temps. Cette unité de pas de temps a été prise de dix minutes et d'une heure pour les résultats de cet article. La longueur de la sous-série S_i , notée n est un choix qui aura une influence sur l'efficacité d'identification de l'algorithme. Il s'agit d'une valeur à déterminer au cas par cas, car il faut être capable de prendre en compte une plage assez large pour capturer des variations d'état de charge, mais pas trop pour fournir à l'algorithme le plus de séries possibles pour faciliter son travail de classification.

Après plusieurs essais, avons choisi de travailler systématiquement dans nos travaux avec une fenêtre de découpage de dix unités, l'unité étant le pas de temps d'échantillonnage de la base de données initiale.

Lors de la phase d'apprentissage, l'algorithme parcourt la série initiale S par étapes successives (les S_i) en suivant l'information temporelle qui lui est fournie. Il prend donc en compte par construction la succession temporelle des événements. A chaque pas de temps t_i , l'algorithme choisit les sous-série correspondantes S_i . Il est possible de prendre du premier élément au dernier de cette série S_i de longueur n comme référence pour le placement du temps. Après avoir vérifié que la sensibilité de la classification des charges est faible par rapport au choix de la position de l'élément de référence dans cette sous-série, nous avons choisi de centrer la sous-série S_i sur le pas de temps t_i [1].

2.4.2. Caractéristiques supplémentaires

Pour chacune des fenêtres successives considérées, nous calculons des informations supplémentaires caractéristiques que l'algorithme est susceptible de lier à l'état des charges (qu'il connaît lors de la phase d'entraînement). Suivant les algorithmes, il est également en mesure de lier les états des charges entre eux. Par exemple, il y a des chances que le sèche-linge soit utilisé après la machine à laver. Cette liaison

représente une information qui sortira avec plus d'importance dans les arbres de décisions de classification des différents algorithmes, s'ils sont capables de les lier.

Lors de la phase d'apprentissage, il faut donc fournir à l'algorithme, en plus de l'état des charges, du temps et de la consommation globale le plus d'informations susceptibles d'améliorer sa catégorisation des charges. Ainsi, un point clé du travail est de trouver les bonnes propriétés avec lesquels alimenter l'algorithme de classification. En effet, fournir des informations non pertinentes ne peut que dégrader l'efficacité d'identification et de prédiction. Ces informations sont calculées sur chacune des fenêtres de calcul présentées ci-dessus.

Un exemple d'information analysée sur une fenêtre de calcul est la variation en énergie sur les pas de temps suivants et précédents le pas de temps de l'itération considérée, comme présenté sur la Figure 2 où nous pouvons également positionner les maximum et minimum locaux de la fenêtre d'observation.

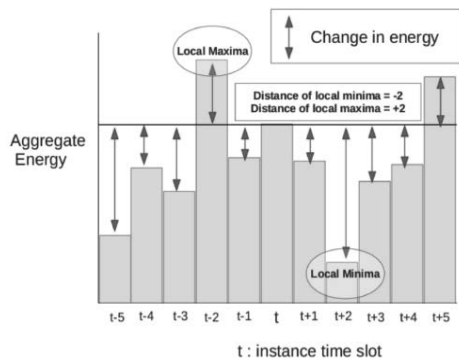


Fig. 2. Fenêtre de calcul et caractéristiques

Les informations complémentaires apportées à l'algorithme de classification représentent la valeur ajoutée de la connaissance des charges que ne peut deviner un algorithme. En plus de la position du maximum et du minimum de consommation dans la fenêtre considérée, nous ajoutons les dérivées première et seconde de cette consommation globale, des analyses statistiques sur la consommation (variation entre chaque pas de temps, moyenne et écart type). De plus, des informations temporelles supplémentaires sont données à l'algorithme : l'heure de la journée (de 0 à 23) et le jour de la semaine. Ceci permet de relever des schémas temporels sur les courbes de charge sans directement les connaître. Avec cette information, l'algorithme sera en mesure de classer les charges correspondantes lorsqu'il les reconnaitra dans la

consommation globale en phase de validation, en usage journalier ou hebdomadaire.

Chaque fenêtre d'observation successive est analysée par l'algorithme afin qu'il se construise une base de connaissance en phase d'entraînement qu'il utilisera en phase de validation en ayant cette fois-ci à sa disposition uniquement la consommation globale de la maison ainsi que des informations temporelles (heure du jour, journée de la semaine). Le synoptique de fonctionnement des algorithmes de classification est présenté Figure 3.

2.5. Les algorithmes de classification

Nous avons implémenté cinq algorithmes de classification représentatifs de l'état de l'art dans le domaine. Ces algorithmes se distinguent par leur construction qui les rend naturellement ou artificiellement multi-classe. Dans le second cas, ils ne sont pas capables de lier des événements entre classes (donc entre charges pour nous). Dans ce cas, il n'est pas possible par exemple de lier l'usage du sèche-linge avec celui de la machine à laver afin d'augmenter l'efficacité de classification.

Leur nom et les caractéristiques principales des algorithmes sont résumés ci-dessous.

- LP1 : Label powersetproblem transformation, utilisant un algorithme d'arbre de décision.
- LP2 : Label powersetproblem transformation, utilisant une classification support vector machine.

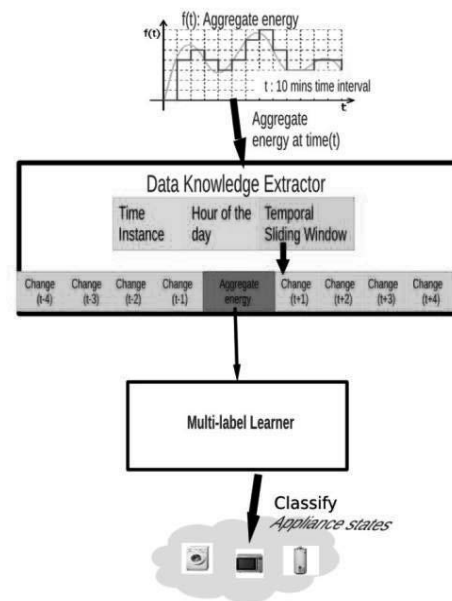


Fig. 3. Synoptique d'identification des charges

BR1 : Binary relevance problem transformation, utilisant un algorithme d'arbre de décision.

BR2 : Binary relevance problem transformation, utilisant une classification support vector machine.

MLkNN : Multi-label k Nearest Neighbors, avec $K=7$.

Une description succincte des algorithmes est proposée ci-dessous [2]. Pour rappel, dans notre cas les classes sont les charges et les étiquettes (« label » en anglais) sont leurs états (ON ou OFF).

Binary Relevance, BR : Il s'agit d'une méthode de transformation de problème qui effectue un apprentissage séparé par classe sur uniquement deux étiquettes (dans notre cas ON et OFF) d'où le nom de binaire. L'algorithme BR effectue une transformation des séries initiales (par classe) en une seule série mono-classe contenant toutes les données de toutes les classes.

Ensuite, l'algorithme extrait autant de tableaux qu'il y a d'étiquettes, chacun d'eux regroupant tous les attributs liés à l'étiquette.

Label Powerset, LP : L'algorithme LP considère l'ensemble des étiquettes de l'ensemble des classes comme une classe unique ayant une seule étiquette. Contrairement à l'algorithme BR, l'algorithme LP effectue son apprentissage sur un seul classificateur constitué de l'ensemble des données. L'intérêt principal est qu'il est donc possible de prendre en compte la relation entre les charges, ce que ne peut pas faire le BR. La contrepartie est le temps de calcul.

Classification : Pour ces deux algorithmes, il faut faire intervenir un second algorithme qui va classer l'apparition d'évènements après transformation des données. Dans notre cas, ce sont les algorithmes « DecisionTree Learning » (DTL) et « Support Vector Machine » (SVM).

DTL est un moyen de visualiser les relations entre les informations à disposition et l'identification des charges sous la forme d'un arbre de décisions. Etant très visuel, il est systématiquement testé pour valider ses résultats.

SVM permet de grouper les charges entre elles et donc de les identifier à partir des informations mises en forme (en terme de classes et d'étiquettes) par les algorithmes LP et BR.

Multi-label k Nearest Neighbors : Cet algorithme calcule directement des distances entre séries temporelles dans l'espace qui nous convient (en fonction des valeurs d'étiquettes) permettant directement une classification et donc l'extraction d'informations sous forme d'état des charges. L'efficacité de l'identification se fera suivant le choix des paramètres constitutifs de l'algorithme. Nous avons choisi ici $k=7$.

2.6. Performances de l'identification

Les résultats de classification sont exprimés en calculant un score d'identification des charges appelé F-mesure. Celui-ci est défini comme une moyenne de deux autres indicateurs :

- Précision : Pourcentage des états positifs (ON) correctement identifiés.
- Récupération : Rapport entre le nombre d'états positifs (ON) et le nombre total d'états positifs correctement prédits.

2.7. Prédiction

L'usage des algorithmes de classification pour effectuer de la prédiction est similaire à celui qui en est fait pour l'identification.

Le principe de fonctionnement est proposé Fig. 4.

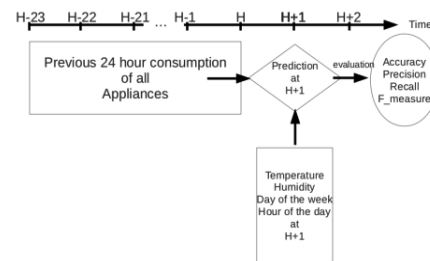


Fig. 4 : Principe de fonctionnement de l'algorithme prédictif

Les algorithmes de classification sont utilisés ici pour proposer un état futur des charges en fonction de la connaissance d'un historique qui grandit à chaque instant et une phase entraînement initiale. Cela revient à identifier l'état d'une charge sans connaître encore la valeur de la consommation globale de la maison, c'est-à-dire en se basant sur des schémas similaires apparaissant dans l'historique de mesures.

3. RÉSULTATS

Nous avons classé nos résultats en fonction de catégories de scénarios de calcul (et plus tard de topologie des maisons). Dans un premier temps, nous distinguons les cas où il y a :

1. Peu de charges de forte consommation, identifiées séparément.
2. Peu de charges de forte consommation dont certaines sont identifiées ensemble.
3. Beaucoup de charges de forte consommation avec des doubles possibles (par exemple deux télévisions).

Afin d'estimer la robustesse de l'algorithme d'identification à des configurations différentes sur le nombre de charges et leurs caractéristiques, nous avons mené notre étude sur les trois catégories de maisons ci-

dessus. Cependant, les résultats présentés ici ne concernent que la première catégorie de maison.

Les deux autres catégories de maisons sont plus difficiles à traiter pour les algorithmes de classification qui donnent des résultats moins bons. La différence avec les résultats obtenus sur la première catégorie permet de les caractériser. N'étant pas l'objet de cet article, ce ne sera pas traité ici.

3.1. Identification

Nous proposons Figures 5 et 6 la comparaison des cinq algorithmes dont la description est donnée en Section 2.5 en fonction de leur performance unifiée d'identification d'état des charges de fortes puissances dans une maison donnée. L'indicateur utilisé pour mesurer la performance est F-measure, présenté en Section 2.6. La Figure 5 est calculée pour un taux d'échantillonnage de dix minutes alors que la Figure 6 pour un taux d'échantillonnage d'une heure.

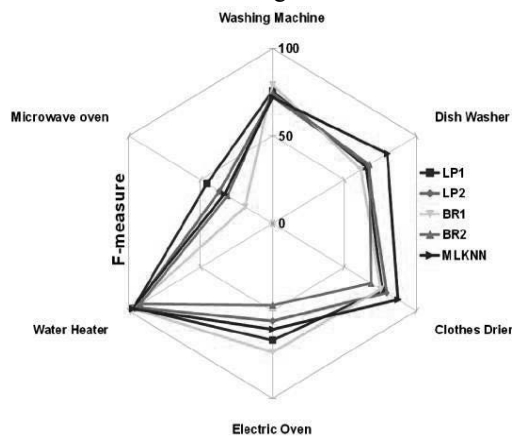


Fig. 5 : Identification d'état des charges (pas de dix minutes)

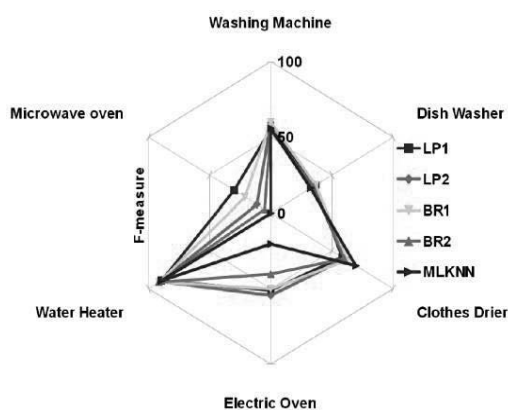


Fig. 6. Identification d'état des charges (pas d'une heure)

Nous pouvons constater sur ces figures que l'identification est sensible au choix des algorithmes (notamment ceux qui sont multi-étiquette par défaut ou non) qui vont de fait présenter des résultats variables en fonction des charges considérées. Cependant, les

différences ne sont pas aussi grandes entre algorithmes qu'entre pas de temps d'échantillonnage.

La charge la plus difficile à identifier est le four à microondes.

Pour les autres charges, l'algorithme MLkNN est quasiment à chaque fois le plus performant, secondé, pour les charges qui présentent un lien entre elles (sèche-linge et machine à laver) par les algorithmes multi-classe (type LP).

L'augmentation du temps d'échantillonnage a un impact significatif sur les résultats d'identification, mais finalement moins important que ne pourrait le laisser penser le passage d'un échantillonnage de dix minutes à une heure. D'autre part, l'identification se fait avec des résultats très corrects pour la plupart des charges ayant vocation à être contrôlées, même avec une mesure toutes les dix minutes. C'est le résultat notable de cette étude en vue d'une implémentation dans une première génération de compteurs communicants.

3.2. Prédiction

Les résultats de prédiction sont exprimés en termes de confiance, comprise entre zéro (aucune confiance dans la prédiction) et un (confiance totale dans la prédiction). Nous proposons également une représentation de la fréquence d'usage en fonction de l'heure de la journée.

La figure 7 propose les résultats de prédiction comparés aux mesures réelles, présentés sous la forme d'un diagramme fréquentiel horaire. Une prédiction est considérée comme réussie lorsque la charge considérée est dans le même état pendant les 10 minutes du pas de temps. En plus de renvoyer beaucoup d'informations aux gestionnaires réseau, ce type de graphique représente également des informations potentiellement utiles à titre informatif pour les occupants (en vue d'améliorer leur efficacité énergétique).

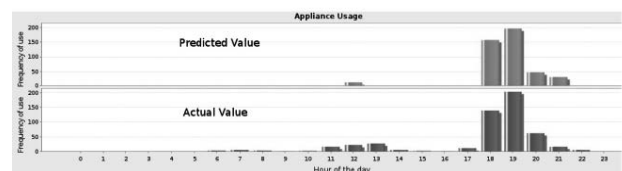


Fig. 7. Diagramme de fréquence horaire, four électrique (plaques et four)

La figure 8 propose les résultats de confiance pour la prédiction de l'usage de la télévision dans une des maisons de la base de données IRISE. Le seuil considéré pour tracer ce graphique est sévère (ON ou OFF sur 10 minutes) ce qui implique un certain nombre de ratés sur

une semaine, mais reste une indication fiable sur la plage horaire d'observation.

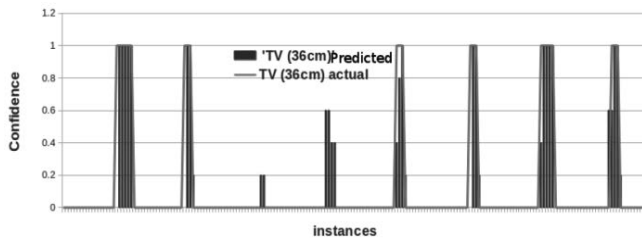


Fig. 8. Confiance de prédiction d'utilisation d'un téléviseur sur une semaine

Nous pouvons constater sur ces figures que la prédiction est viable pour les charges de forte puissance typiques que nous présentons. Ceci n'est bien sûr pas toujours le cas, notamment dans les maisons possédant plusieurs fois la même charge (deux téléviseurs par exemple). Ce point est négatif du point de vue d'un management local des charges avec comme bénéficiaire l'utilisateur (par exemple pour réduire sa facture d'électricité) mais reste pertinent du point de vue du gestionnaire réseau, car les applications visées sont plus rares, et peu dupliquées dans l'habitat (machine à laver, chauffe-eau, etc.).

3.3. Identification puis prédiction

Comme dit précédemment, l'algorithme de classification peut être utilisé pour la prédiction. La contrepartie est qu'il faut lui fournir l'état des charges les instants précédents l'instant à prédire.

Deux solutions sont possibles. Soit l'état des charges est mesuré et il est utilisé directement comme entrée pour l'algorithme.

Soit seule la courbe de charge est disponible, il faut donc identifier l'état des charges avec l'algorithme de classification, dont le résultat sera donné à l'étape de prédiction (basé sur les mêmes principes de

classification). Cette deuxième solution a une précision plus faible, dans la mesure où les erreurs cumulées lors de l'identification impactent directement la prédiction. Son principe est proposé Fig. 9.

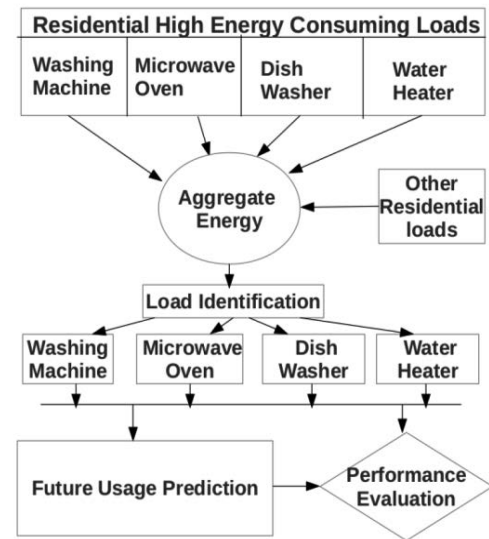


Fig. 9. Principe d'association des algorithmes d'identification et de prédiction

L'usage successif de l'identification et de la prédiction, ou la prédiction seule sont illustrés dans le tableau 1. Il y est proposé la comparaison de la prédiction de l'état des charges dans le cas d'une connaissance directe de l'état des charges ou d'une identification préalable. La différence entre les deux prédictions est directement liée aux erreurs cumulées lors de l'étape d'identification, faibles, mais inévitables.

Les résultats présentés dans le tableau 1 montrent bien la dégradation des résultats en associant deux étages de classification sans mesures réelles. Cependant, ces résultats ne sont pas non plus mauvais. De plus, ils sont variables selon les charges considérées, donc présentent tout de même un intérêt à l'usage.

Charges	Algorithmes	Basé sur l'identification (smart meter)			Pas d'identification (mesure directe)		
		"F-measure"	"Precision"	"Recall"	"F-measure"	"Precision"	"Recall"
Machine à laver	LP	95.11	66.66	18.66	96.58	90.74	64.42
	BR	95.13	60.51	28.22	96.61	90.00	65.57
Four à micro-onde	LP	88.22	13.33	1.41	90.47	32.83	2.75
	BR	88.27	0	0	90.40	35.92	4.62
Chauffe-eau	LP	95.71	83.42	81.68	98.73	96.29	93.29
	BR	95.96	86.16	80.33	98.73	96.29	93.29
Lave-vaisselle	LP	95.94	0	0	98.96	83.67	33.60
	BR	95.94	0	0	99.00	86.00	35.24

Tableau 1 : Prédiction de l'état de charge avec identification préalable, ou avec mesures

Dans le cas où une mesure directe est disponible, les résultats de prédiction sont suffisants pour une utilisation réelle, ce qui valide l'intérêt de la méthode.

3.4. Limites de la méthode

La robustesse de la méthode lorsque le nombre de charges et leur caractéristiques évoluent dans le temps par rapport à la configuration initiale utilisée dans l'apprentissage n'a pas été étudiée. En principe, il est très simple de lancer à nouveau une phase d'apprentissage. D'autre part, ces méthodes ne sont pas limitées en nombre ni type de charges, car les algorithmes de classification déterminent seul les catégories de charges et leurs étiquettes associées.

Virtuellement, la robustesse est donc très grande. D'autant plus (pour la prédiction) qu'elle est mise à jour à chaque pas de temps. Cependant, elle reste à être évaluée.

4. CONCLUSION

Du point de vue informatique, l'originalité de ce travail est basée sur le calcul et la prise en compte d'informations spécifiques tirées de notre expérience dans le domaine du Génie Electrique fournies aux algorithmes plus classiquement utilisés dans le domaine du « text-mining » par exemple. Du point de vue plus technique, nous mettons en avant une méthodologie qui a pour avantage la prise en compte de limitations pratiques sans pour autant garder d'hypothèses de fonctionnement restrictives sur les charges pour l'aide à l'identification. Un exemple d'hypothèse couramment utilisée dans les analyses temporelles et qui n'est pas appliquée ici est le fait que deux charges ne peuvent pas changer d'état en même temps.

Avec des informations restreintes et volontairement non intrusive, nous sommes en mesure d'identifier les charges dans une habitation résidentielle sans avoir besoin de mesurer leur variations de consommation (pas d'identification des transitions d'état requises). Les charges considérées sont celles qui consomment le plus d'énergie dans la maison, et à l'intérieur de cette catégorie, celles qui ont le potentiel d'être contrôlables, que ce soit localement ou à distance.

Nous avons comparé plusieurs algorithmes de l'état de l'art nous permettant d'atteindre ces résultats, qui sont actuellement en cours d'utilisation dans des optimisations réactive locales du triptyque bâtiment – panneaux photovoltaïques – batteries de véhicules électriques sous critères technico-économiques, ainsi que dans une perspective plus durable (prise en compte supplémentaire d'impacts environnementaux). Ces travaux menés à une première échelle limitée sont

également développés dans un environnement d'agrégation de charges (par exemple au niveau d'un quartier) à une échelle plus générale cette fois-ci en vue d'estimer un niveau de flexibilité que peut attendre un gestionnaire réseau d'un « quartier intelligent ».

D'autre part, nous avons également appliquée cette méthode de classification pour prédire l'état des charges (ON ou OFF), qui peut être lui-même généralisé à la prédiction de niveaux d'énergie [2]. L'identification et la prédiction que nous proposons ont une base méthodologique similaire, mais une utilisation différente des structures algorithmiques développées (notamment le traitement et l'utilisation des données).

L'identification et la prédiction des charges associées ensemble ont deux intérêts. Tout d'abord, elles permettent de remonter des informations décomposées par charge à l'habitant sur sa consommation, sans appareillage de mesure sophistiqué ni distribué. Il est ainsi possible d'analyser et adapter sa consommation ou détecter qu'un appareil est déficient. D'autre part, dans le cadre d'un contrôle distant, le gestionnaire du réseau de distribution pourra (suivant les évolutions futures de ses capacités de gestion) ajuster de façon plus fine la consommation à la production locale et minimiser ainsi les variations d'échanges de puissance entre différentes sections du réseau par un contrôle approprié des sources locales (qu'elles soient de production ou de consommation). Dans ce cas, l'identification des charges des bâtiments pourra se faire sur des agrégations de maisons réalisées selon un groupement préalable (statistique par exemple) basé sur des profils de consommation et d'autres informations (nombres d'habitants, région, températures, etc.)

5. RÉFÉRENCES

- [1] K. Basu, V. Debusschere, and S. Bacha. Load identification from power recordings at meter panel in residential households. In *Electrical Machines (ICEM), 2012 XXth International Conference on*, pages 2098–2104, Marseille, 2012.
- [2] K. Basu, V. Debusschere, and S. Bacha. Residential appliance identification and future usage prediction from smart meter. In *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON, 2013*.
- [3] M.E. Berges, E. Goldman, H.S. Matthews, and L. Soibelman. Enhancing electricity audits in residential buildings with nonintrusive load monitoring. *Journal of Industrial Ecology*, 14 :844–858, 2010.
- [4] B.J. Birt, G.R. Newsham, I. Beausoleil-Morrison, M.M. Armstrong, N. Saldanha, and I.H. Rowlands. Disaggregating categories of

- electrical energy end-use from whole-house hourly data. *Energy and Building*, 50 :93–102, 2012.
- [5] M. Dong, P.C. Meira, W. Xu, and W. Freitas. An event window based load monitoring technique for smart meters. *Smart Grid, IEEE Transactions on*, 3(2) :787–796, 2012.
- [6] R.A.S. Fernandes, I.N. Da Silva, and M. Oleskovicz. Load profile identification interface for consumer online monitoring purposes in smart grids. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 9 :1507–1517, 2013.
- [7] M.B. Figueiredo, A. de Almeida, and B. Ribeiro. An experimental study on electrical signature identification of non-intrusive load monitoring (nilm) systems. In *Proceedings of the 10th International Conference on Adaptive and Natural Computing Algorithms*, pages 31–40, Berlin, 2011.
- [8] G.W. Hart. Nonintrusive appliance load monitoring. *Proceedings of IEEE*, 80(12) :1870–1891, 1992.
- [9] M.W. Kadous. Temporal classification : Extending the classification paradigm to multivariate time series. PhD thesis, The University of New South Wales, 2002.
- [10] G. Kalogridis, C. Efthymiou, S.Z. Denic, T.A., and R. Cepeda. Privacy for smart meters : Towards undetectable appliance load signatures. In *Smart Grid Communications (SmartGridComm), 2010 First IEEE International Conference on*, October 2010.
- [11] J.Z. Kolter, S. Batra, and Y.N.G. Andrew. Energy disaggregation via discriminative sparse coding. *Advances in Neural Information Processing Systems*, 1 :1153–1161, 2010.
- [12] W. Labeeuw and G. Deconinck. Residential electrical load model based on mixture model clustering and markov models. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 9(3) :1561–1569, 2013.
- [13] S. Laxman and P.S. Sastry. A survey of temporal data mining. *Sadhana*, 31(2) :173–198, 2006.
- [14] L.K. Norford and S.B. Leeb. Non-intrusive electrical load monitoring in commercial buildings based on steady-state and transient load-detection algorithms. *Energy and Building*, 24(1) :51–64, 1996.
- [15] T. Onoda, G. Rätsch, and K.R. Müller. Applying support vector machines and boosting to a non-intrusive monitoring system for household electric appliances with inverters, 2000.
- [16] P. Palensky and D. Dietrich. Demand side management : Demand response, intelligent energy systems, and smart loads. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 7(3) :381–388, 2011.
- [17] P. Siano. Demand response and smart grids – a survey. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 30(1) :461–478, 2014.
- [18] G. Tsoumakas and I. Katakis. Multi-label classification : An overview. *International Journal of Data Warehousing and Mining*, 3(3) :1–13, 2007.
- [19] M. Zeifman and R. Kurt. Nonintrusive appliance load monitoring : Review and outlook. *Consumer Electronics, IEEE Transactions on*, 57(1) :76–84, 2011.

