



HAL
open science

Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement pour le conditionnement d'air d'un avion plus électrique

André De Andrade

► **To cite this version:**

André De Andrade. Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement pour le conditionnement d'air d'un avion plus électrique. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2013. Français. NNT : 2013INPT0145 . tel-04550103

HAL Id: tel-04550103

<https://theses.hal.science/tel-04550103>

Submitted on 17 Apr 2024

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

l'Institut National Polytechnique de Toulouse

Présentée et soutenue par : *André DE ANDRADE*

le 29 janvier 2013

Titre :

*Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement
pour le conditionnement d'air d'un avion plus électrique*

Ecole doctorale et discipline ou spécialité :

GEET – Génie Electrique

Unité de recherche :

LAPLACE

Directeurs de Thèse :

Bruno SARENI

Xavier ROBOAM

Membres du Jury :

Laurent GERBAUD

Rapporteur

Laboratoire G2Elab, Grenoble

Christophe ESPANET

Rapporteur

Laboratoire Femto-st, Belfort

Nelson SADOWSKI

Examineur

Laboratoire GRUCAD, Florianópolis

Thierry MEYNARD

Examineur

Laboratoire LAPLACE, Toulouse

Bruno SARENI

Directeur de thèse

Laboratoire LAPLACE, Toulouse

Xavier ROBOAM

Directeur de thèse

Laboratoire LAPLACE, Toulouse

Mathieu COUDERC

Invité

Société LIEBHERR-Aerospace, Toulouse

Franck CHABOT

Invité

Société Airbus France, Toulouse

Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement pour le conditionnement d'air d'un avion plus électrique

RESUME

Dans le contexte de l'avion plus électrique, de nouveaux défis technologiques apparaissent dans le développement des systèmes embarqués afin d'augmenter leur puissance électrique. Une optimisation visant la sécurité, l'efficacité énergétique et une diminution du volume et de la masse est ainsi nécessaire. A cet effet, les dispositifs doivent être considérés dans leur ensemble et non par éléments séparés. Pour faciliter l'intégration des systèmes de puissance et assurer la qualité du réseau de bord avion, cette thèse propose de tenir compte de la mission de vol et d'étudier la CIO « *Conception Intégrée Optimale* » du système complet comprenant le filtre d'entrée et l'onduleur de tension alimentant l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse « *HSPMSM* ». L'application est dédiée au système de conditionnement d'air cabine « *ECS – Environmental Conditioning Systems* » comprenant le compresseur d'air étudié, d'une puissance nominale de 70 kW. La thèse est structurée en trois parties principales:

- le dimensionnement des composants de la chaîne de conversion électromécanique ;
- la conception locale et séquentielle de chacun des composants du système (boucle d'optimisation actionneur puis boucle d'optimisation « onduleur de tension + filtre d'entrée » ;
- la conception simultanée de tous les composants du système (boucle d'optimisation globale).

Les fronts « Pareto-optimaux » des solutions obtenues à partir des méthodes de conception séquentielles et simultanées sont présentés, analysés et comparés. Les résultats mettent clairement en évidence l'avantage d'utiliser une boucle d'optimisation unique pour l'amélioration de la masse et de l'efficacité énergétique du système.

MOTS CLES :

- ✓ avion plus électrique
- ✓ mission de vol
- ✓ algorithme génétique
- ✓ optimisation multicritère
- ✓ haute vitesse
- ✓ actionneur synchrone à aimants permanent

Integrated design by multiobjective optimization of an actuation system for air conditioning systems of a more electric aircraft

ABSTRACT

The concept of More Electric Aircraft (MEA) implies new challenges especially due to the increase of the electrical embedded power. By this way, necessary improvements in terms of safety, energy efficiency and weight reduction are required. For this reason, the design of devices should be more approached with a view to the whole system than as separated elements. In order to facilitate power system integration and to ensure power quality aboard, this dissertation proposes an Integrated Optimal Design (IOD) of the input filter and the inverter feeding the High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor (HSPMSM) by taking the flight mission into account. The Environmental Conditioning System (ECS) is equipped of the studied cabin air compressor with a rated power of 70 kW: a Multiobjective Genetic Algorithm (MOGA) is applied to achieve the CIO process. Considering the ECS as a whole, this thesis can be divided into three main parts:

- components sizing of the electromechanical conversion chain;
- local and sequential design of each system components (HSPMSM optimization loop followed by “voltage source inverter + input filter” optimization loop);
- simultaneous design of all system components (global optimization loop).

Pareto-optimal solutions obtained from sequential and simultaneous design approaches are presented, analyzed and compared. Results clearly highlight the advantage of using a single optimization loop for the whole system in order to improve mass and efficiency.

KEYWORDS:

- ✓ more electric aircraft
- ✓ flight mission
- ✓ genetic algorithms
- ✓ multiobjective optimization
- ✓ high speed
- ✓ permanent magnet synchronous motor

Remerciements

Je voudrais avant tout remercier le programme BRAFITEC « *BRASil France Ingénieurs TEChnologie* » qui m'a permis d'intégrer durant l'année scolaire 2005/2006 l'école d'ingénieurs ENSEEIHT « *École Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications* » de Toulouse. BRAFITEC, via l'organisme de l'Etat brésilien CAPES « *Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Ensino Superior* », a financé la première année de mon arrivée en France : je lui en suis très reconnaissant. Je tiens à remercier les membres du jury :

- Monsieur **Christophe ESPANET**, Professeur de l'Université de Franche-Comté, pour avoir été l'un des rapporteurs de ce travail. Votre analyse et votre curiosité pour cette thèse m'ont été de grande valeur et nos échanges ont été très enrichissants pour moi ;
- Monsieur **Laurent GERBAUD**, Professeur à l'INP – Grenoble, pour avoir accepté d'être l'un des rapporteurs de cette thèse. Vos remarques à propos de l'originalité de la méthodologie d'optimisation adoptée ainsi que du caractère ambitieux que vous avez souligné ont été des éléments très motivants pour la continuité et la poursuite de mes démarches ;
- Monsieur **Nelson SADOWSKI**, Professeur à l'UFSC « *Université Fédérale de Santa Catarina* », au Brésil, pour avoir présidé mon jury de thèse : cela a été un réel plaisir. D'autant plus que vous êtes quelqu'un avec qui j'ai eu l'opportunité de travailler. J'ai donc pu admirer votre gentillesse, votre efficacité et votre compétence ;
- **Thierry MEYNARD**, Directeur de recherche au CNRS, pour avoir accepté l'invitation à ce jury. Je t'ai toujours admiré pour ta capacité de concentration et ta façon d'aborder les choses en détails, tout en démystifiant la complexité des problèmes. Je pense que j'ai eu de la chance de t'avoir côtoyé et d'avoir travaillé avec quelqu'un comme toi. Il se peut que de nouvelles collaborations s'en suivent... ;
- **Mathieu COURDERC**, Ingénieur « *R&D* » à LIEBHERR – Aerospace Toulouse, pour ton encadrement et suivi industriel tout au long de ces années de thèse dans le cadre du projet **PREMEP** « *Projet de Recherche Moteur/Electronique de Pilotage* » : tes conseils ont été d'une grande utilité. Tu es quelqu'un de sympathique et remarquable pour ta patience ;
- Monsieur **Franck CHABOT**, Project Manager chez Airbus à Toulouse, pour sa participation au jury en tant que deuxième invité industriel.

Je tiens à remercier mes encadrants de thèse **Bruno SARENI** (Professeur de l'Université de Toulouse, INP-ENSEEIHT/**LAPLACE**) et **Xavier ROBOAM** (Directeur de recherche au CNRS et responsable du **G-EnESys** « *Groupe Energie Electrique et Systémique* » du **LAPLACE**) pour m'avoir très bien accueilli et dans d'excellentes conditions de travail. Merci pour l'autonomie et la confiance qui m'ont été accordées durant cette thèse. Je tiens à dire que sans tous les échanges lors de nos réunions, riches d'idées, de conseils et de critiques positives, ce travail n'aurait pas été ce qu'il est.

Merci Bruno, pour m'avoir introduit, grâce à des compétences, dans le monde de l'optimisation. Ton sens de l'organisation et de prise de décision m'ont sans doute apporté une croissance professionnelle et personnelle. Je te remercie pour ton suivi, ta présence, tes conseils et tout l'apport scientifique dans ce travail. Ah ! Merci aussi pour le téléphone portable : je l'utilise toujours =) Bonne continuation à toi dans cette nouvelle phase : deuxième enfant, nouveau poste de Professeur ...

Merci Xavier pour ta très agréable compagnie. J'ai énormément apprécié nos discussions au cours de ces dernières années et je te remercie, toi aussi, pour tout l'apport scientifique dans ce travail. Ta façon d'aborder les différents problèmes selon une démarche « système » est très remarquable. J'ai aussi apprécié les échanges sincères que nous avons eus ainsi que ton esprit visionnaire et d'innovation présents dans l'équipe : le groupe **G-EnESys** peut être fier d'avoir un responsable comme toi !

Le fait de travailler avec des personnes aussi compétentes que vous a été une grande source de motivation dans ce travail. D'autant plus que j'ai l'impression que nos investissements ont été réciproques. Ce manuscrit est sans aucun doute le fruit de vos précieuses contributions et de vos importants conseils lors de la rédaction. Merci à tous les deux pour votre gentillesse, votre disponibilité, votre implication, vos multiples remarques à caractère scientifique ainsi que pour votre amitié et les moments très sympathiques passés ensemble hors du travail. J'ai pris énormément de plaisir à travailler avec vous. Pour ma part, j'espère que ce travail vous a apporté autant qu'à moi et qu'un jour nos parcours se croiseront à nouveau !

Je tiens à remercier LIEBHERR-Aerospace Toulouse pour la confiance accordée depuis l'année (de) 2007 : depuis mon stage de fin d'études à la thèse de doctorat. Je suis reconnaissant pour toute la formation qui m'a été apportée tout au long de ces dernières années. J'aimerais remercier ceux que j'ai pu côtoyer :

- Monsieur **Pierre BRODEAU**, responsable du pôle électromécanique, pour la confiance qui m'a été accordée sur les différents projets en avance de phase sur lesquels j'ai pu travailler : je vous en serai toujours reconnaissant ;
- **Régis RUELLAND**, ingénieur commande-moteur et « taekwondoïste », marié avec la « *lusodéscendante* » **Danielle** et père de deux gentils enfants (**Alexandre** et **Arthur**), pour ton amitié et ton professionnalisme. C'est avec toi que j'ai eu le premier contact le jour de l'entretien de mon stage de fin d'études et depuis tu es devenu quelqu'un que j'apprécie énormément ;
- **Cyril VAUCORET** (encadrant de mon stage de projet de fin d'études), **Vincent DEVANNEAUX** et **Anne-Marie LIENHARDT** pour les échanges et discussions techniques ;
- l'équipe du secteur électronique et électro-mécanismes de LIEBHERR – **Jean Pierre, Didier, Adelino, Eric, Frédérique** (petit Fef !), **Anthony, Alexandre, Rémi, Fabien**, qui d'une façon ou d'une autre ont été d'un important soutien durant ces dernières années.

Maintenant, j'adresse mes remerciements à la Société **S2M/SKF** « Société de **Mécanique Magnétique** », l'entreprise par laquelle j'ai été embauché à la fin de ma thèse. Le domaine d'application étant spécifique et le poste étant très technique, cela se présente comme une opportunité de mettre en exergue et d'améliorer les connaissances acquises au cours de ces dernières années de thèse. Je tiens à remercier :

- **Lakdar SADI-HADDAD**, leader du service « *Systèmes Electroniques & Convertisseurs de Puissance* » (mon responsable direct), pour sa confiance et le fait de me faire participer aux futurs défis technologiques ;
- **Joaquim Fernando Fonseca DA SILVA**, directeur technique de la société, pour les excellentes conditions de travail que le groupe « *Recherche & Innovation* » a aujourd'hui.

Tous les deux, je vous remercie pour votre accueil et pour votre amitié dans cette nouvelle et importante étape de ma vie. Je souligne aussi ici que le point commun entre nous est le fait d'être passionnés !

Je tiens à remercier l'ENSEEIH (où j'ai eu l'opportunité d'effectuer une grande partie de ma formation d'ingénieur – années scolaires 2005/2006 et 2006/2007) pour les très bonnes conditions d'étude et la qualité de l'enseignement. Je tiens à adresser mes remerciements à Madame **Maria PIETRZAK-DAVID** pour m'avoir très bien accueilli au sein du département **GEA** « *Génie Electrique et Automatique* » et à Madame **Elisabeth MERLO** pour sa grande implication pendant son poste de responsable du secrétariat GEA. Je pense aussi à **Anne BRITAIN**, enseignante d'anglais de l'ENSEEIH, une personne pleine d'énergie. Merci pour nos agréables discussions et pour ta grande sympathie (notre repas sera pour une autre fois...). Je pense également à **Marie-Claude PERIES** (ex-responsable des stages), à sa grande sympathie et à toutes les très agréables discussions que nous avons eues ensemble pendant ces dernières années. Je souhaite que, maintenant à la retraite, tu continues avec le même dynamisme.

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements au bureau des relations internationales de l'ENSEEIH : vous avez été une grande source de force remplie de très bonnes énergies. Rentrer dans votre bureau pour résoudre des problèmes ou tout simplement pour discuter de n'importe quel sujet a toujours été un véritable plaisir ! De ce magique bureau, je tiens à remercier :

- **Christiane JOURDAA**, chargée des relations internationales, pour sa présence marquante dans les plus divers et variés moments de ma vie au cours de ces dernières années (dans et hors cadre de travail et/ou études) ! Je reste admiratif de ta personnalité. Je serai pour toujours reconnaissant de l'amitié que nous avons édiflée ensemble et je suis fier de notre « lien familial » dans lequel j'ai pris l'habitude de t'appeler « tata ». Je suis sûr qu'aujourd'hui, à la retraite, ton agenda continuera à être rempli d'activités qui te procurent du plaisir et que l'on restera en contact dans les années qui viennent ! ;
- **Bénédicte DELAFOSSE**, chargée de l'accueil et administration des relations internationales, pour ton amitié et ton aide toujours précieuse. Nos discussions ont toujours été très sympathiques et je n'oublierai jamais les petits bonbons offerts dans ton tiroir ;
- **Majid AHMADPANA**H, directeur des relations internationales. L'évolution et l'ambiance de ce bureau sont directement liées à ta personnalité : toujours avec un sourire et prêt à s'engager dans les plus différentes collaborations internationales ! Je te remercie (pour l'accueil au sein de l'ENSEEIH et pour ton amitié. Je te souhaite un très bon départ à la retraite en 2013 et tu auras beaucoup à apporter dans les « relations internationales » !

Durant ces années passées au **LAPLACE** (années scolaires de 2008/2009 et 2012/2013) j'ai eu la chance d'être entouré par des personnes formidables. Je tiens à remercier :

- Monsieur **Maurice FADEL**, directeur du **LAPLACE** site ENSEEIH/ l'INPT pour m'avoir bien accueilli et pour les excellentes conditions de travail ;
- l'équipe **G-EnESys**, pour l'organisation, la très bonne ambiance et le sens de l'innovation ;
- Mesdames **Fatima MEBREK** (qui a traité mon dossier d'inscription en thèse à distance), **Cécile DAGUILLANES**, **Carine BASTIE** et **Catherine MOLL-MAZELLA** pour leur gentillesse et leur disponibilité dans les démarches administratives. En particulier, je remercie **Valérie SCHWARZ** (toujours souriante) qui s'est occupée des fastidieuses démarches concernant mon dossier toujours dans la bonne humeur : j'espère que tu te rappelleras de mon post-it ? ;
- Messieurs **Jean HECTOR** (bonne retraite !), **David BONNAFOUS** et **Jacques BENAÏOUN**, ces informaticiens qui assurent la qualité du réseau et qui sans doute contribuent aux très bonnes conditions de travail du laboratoire ;
- les Professeurs qui sont devenus mes collègues : **Philippe LADOUX** (super mariage à Naples !), **Frédéric RICHARDEAU**, **Marc COUSINEAU**, **Guillaume GATEAU** (hey GG, c'est quand qu'on refait la top-Keb ?), **Guillaume FONTES**, **Henry SCHNEIDER**, **Ana LLOR**, **Pascal MAUSSION**, **Stéphane CAUX**, **Jérémi REGNIER**, **Stephan ASTIER**, **Nicolas ROUX**, **Hubert PIQUET**, **Christophe TURPIN**, **Fabien LACRESSONNIERE**, **Carole HENNAUX**, **Bertrand NOGAREDE**, **Eric DUHAYON**, **Dominique HARRIBEY**, **Yvan LEFEVRE**, **Frédéric MESSINE**, **Thierry LEBEY**, **Céline COMBETTES** ;
- en particulier le « Chti » **François PIGACHE** pour son amitié : gentil (ce n'est pas pareil que délicat...), discret et toujours présent. Je souhaite à **Sophie** et à toi un grand succès dans cette nouvelle phase de votre vie, le petit **Pavel** a de quoi être fier de ses parents ;
- en particulier, le jeune couple marié **Bernardo COUGO** (grand joueur de foot) et **Meriem ABDELLATIF**. Je suis content de suivre votre histoire et de vous voir construire petit à petit votre vie ! Meriem, merci pour ta gentillesse et ta sincérité, nous nous sommes toujours bien entendu dans nos discussions. Bernardo, você ainda não entendeu, o seu time já é azul, tem trocar Cruzeiro por Avai ! Obrigado pela enfermaria de plantão na viagem pelo sudeste asiático ! Espero que um dia vamos trabalhar juntos ;
- les « anciens » thésards du laboratoire que j'ai côtoyés : **Jérôme MAVIER** (en plus d'être un gars très bien il est passionné par la musique brésilienne), **Sylvain GIRINON** (j'admire son perfectionnisme sur la qualité de son travail), **Céline CENAC-MORTHE**, **Delphine MAMI**, **Labo CHUNN**, **Laurianne MENARD** (Mme Docteur Institutrice), **Baptiste TRAJIN**, **Mahamat Abakar DJIBRILLAH**, **Azizi ZIANI**, **Ziad OBEID**, **Majid SOULEY** (lover jusqu'au bout !), **Mathieu LEBOLLOCH**, **Alexandre LEREDDE** (on a fait de sympathiques randonnées ! Tu as très bien géré l'ADEL), **Michel BELTRAMINI** (mon binôme fou à l'ENSEEIH), **Nadia BOUHALLI**, **Jérôme KHODJO** (il ne faut pas prononcer son nom devant un chinois...), **Makara KHOV**, **Leire**, **François BONNET**, **François DEFAY**, **Jérôme FAUCHER**, **Marcos GARCIA AREGUI**, **Valentin COSTAN**, **Rafael DIEZ**, **Bayram TOUNSI**, **Julien FONTCHASTAGNER**,

Christophe VIGUIER (Titou !!!), **Nicolas MARTINEZ** (congelé pour toujours à l'âge de 25 ans ; c'est la seule personne que je connaisse qui se soit complètement brûlée la main en la mettant dans le béton chaud !), **Anthony LOWINSKY** (« Yo un tí'punch mec », le seul réunionnais qui danse le forró) ;

- et ceux qui y sont toujours : **Olivier RALLIERES**, **Didier « Schwarzenegger » FLUMIAN** et **Eric BRU** (c'est un grand plaisir d'avoir des gens compétents comme toi dans l'équipe), **Jean-Marc BLAQUIERE**, **Sébastien VINNAC** (Darth Vader de Figeac), **Julie EGALON** (elle aime le rose !), **Nicolas VIDEAU** (ou Pénélope de la Toulousaine 2012 ...), **Aurélien LESAGE** (é isso aí cara...), **Timothé Rossignol**, **Alaric Montenon**, **Rémy Rigo-Mariani** (je n'oublierai pas le moment où je t'ai rencontré sur le pont avec ta bouteille de vin à la main), **Amine JAFAR**, **Eduard Hernando SOLANO SAENZ**, **Xavier BONNIN** (Ah ! La Toulousaine...), **Corentin Rizet**, **Mustapha DEBBOU** (Ne regarde pas, c'est confidentiel...), **Mounir AMOKRANE**, **Thomas MARTIN** ;
- et tous ceux que j'ai oubliés et avec qui j'ai passé de bons moments.

J'adresse maintenant mes remerciements à mes collègues de bureau. Il faut savoir que suite au déménagement de l'ancien au nouveau bâtiment du laboratoire en 2009, nous, les thésards, avons eu le droit à deux bureaux différents. Premièrement, je tiens donc à remercier les derniers intégrants du cosmopolite bureau **E312** (ancien bâtiment) :

- **Vincent PHILIPPOTEAU** (« *qu'est-ce qu'il est beau mon Coco !!!* »), pour sa gentillesse et pour ses divers conseils sur les meilleurs rapports qualité/prix des choses ;
- **Marwan ZEIDAN**, pour nos discussions philosophiques, et pour m'avoir fait découvrir différents groupes de musique (« Les Bonobos » album « Gelée Electrique » inclus !) ;
- **Cédric BAUMANN** (ce réunionnais aime les vidéos avec les animaux et la chanson « *l'm Scatman* »), pour son agréable compagnie pendant les derniers six mois de sa thèse ;
- **Zhifeng DOU**, pour les moments de détente, pour m'avoir appris le vocabulaire de base du chinois et pour la lecture des mains. Pendant la thèse il est devenu papa : « 祝好运 » ;
- **Linh PHAM** (pour cette vietnamienne la « pause dodo » à midi est obligatoire !), pour sa sympathie et les « nems ». Inoubliable le jour de la randonnée dans les Pyrénées, car elle est venue maquillée, avec son sac à main et ses chaussures de ville. En 2012 elle est devenue maman de la petite Marianne : « *Cuộc sống mới của niềm vui và hạnh phúc* » ;
- **Eddy AUBERT** qui, pendant sa période de post-doc, a mis de l'ambiance au bureau E312 ;
- **Wendy BRICEÑO VICENTE**, pour son agréable compagnie pendant son court passage au laboratoire : « *buena suerte y mucha felicidad* ».

Deuxièmement, je tiens à remercier mes collègues du bureau **E514** (nouveau bâtiment) :

- **Hoan Duc TRAN**, un vietnamien d'une gentillesse sans mesure, un ami et un collègue. Je te remercie pour les moments de détente ainsi que de travail passés ensemble. Merci aussi pour m'avoir accueilli au Vietnam dans ta ville « *Liêu Đễ* » et pour m'avoir invité à ton mariage avec ta chérie **Ngoan** : « *Cảm ơn bạn của tôi!* ». Aujourd'hui papa de la petite **Alice**, occupe-toi bien de ta famille ;
- **Isabelle LABACH**, de la fameuse ville de Limoges, pour ta gentillesse (pour toutes les tasses de café ramenées les matins ; je me rappelle toujours d'un stylo que tu m'as prêté en disant que c'était pour l'« *avancement de la recherche* ») et pour les nombreuses discussions que nous avons eues ensemble. Il ne manque pas grand-chose pour la fin de ton travail : bonne continuation dans cette dernière ligne droite : **carabistouille** ! ;
- **Benoît MORIN**, pour ta simplicité et ton humour ! Les moments de « *remise de chapeau de paille* » en fin de journée resteront pour toujours gravés dans ma mémoire. Profite-bien de ton tour du monde et on restera toujours en contact ;
- **Madiha CHARRADA**, avec cette tunisienne j'ai eu beaucoup de discussions intéressantes (allant de la technique à la politique). Je suis incapable d'estimer le nombre de fois je t'ai dit : « *à tes souhaits* » au bureau =) Merci pour les différents échanges « *interculturels* » et bonne continuation dans ton nouveau travail et ta nouvelle ville.

Je tiens à remercier certains Professeurs d'autres laboratoires brésiliens de l'UFSC « *Universidade Federal de Santa Catarina* » :

- Professores **Ivo Barbi** (nunca esquecerei a frase : « *you are entrepreneur, you must do engineering* »), **Denizar Cruz Martins** (pelos excelentes anos de formação como bolsista CNPq), **Arnaldo Perin** e **Enio Valmor Kassick** (pelo profissionalismo e também pelos churrascos) do INEP « *INstituto de Eletrônico de Potência* » ;
- Professor **José Carlos Bermudez** (pelo exemplo de competência, de seriedade e pelas construtivas conversas que tivemos) do LPDS « *Laboratório de Pesquisa em Processamento Digital de Sinais* » ;
- Professor **Leonardo Silva Resende** (pelos importantes conselhos de carreira profissional) do GPqCom « *Grupo de Pesquisa em Comunicações* » ;
- Professores **Patrick Kuo-Peng** et **Walter Pereira Carpes Junior** (por ter me escolhido entre os candidatos do programa BRAFITEC em 2005), **João Pedro Assumpção Bastos**, **Mauricio Valencia Ferreira da Luz**, **Jean Viane Leite** (pela simpatia e seriedade) do GRUCAD « *GRUPO de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos* ».

Certaines personnes que pour un motif ou un autre j'ai pu rencontrer pendant ces années à Toulouse :

- aos membros da **AOBT** « *A Organização dos Brasileiros Templários* » : **Rafael** (grande **Rato**, hoje casado com a « russo-franco-brasileira » **Viktoria**), você foi uma pessoa muito importante no início, obrigado por todas as dicas ! ; **Bruno Del Valle** : parceirão de Paris ;
- **Nelisa Ribeiro** (desmistificamos juntos Toulouse no início), **Giuliano Alegretti** (figuraça !), **Gabriel Chacon** (Chapou bombou !), **Marcus Alexandre Towar Ferreira de Sousa** (falta braço quando ele fala !, sucesso nessa nova vida « flamenca »), as recifenses **Juliana Pinto** e **Gabriela da Silva** (pelos muitos e agradáveis passeios em Toulouse), **Clément BARBEAUX**, **Stefan VARAULT**, **Damien LOPEZ**, **Kátia Nasseh** (essa fonoaudióloga veio por um tempo em Portugal e atracou na França), **Camila Paz** (eterna viajante corajosa), **Alex BORN**, **Guilhem CAPELLA** (surfer première classe), **Sílvia Bianchi**, **Sílvia Hulse**, **Giovana Alcântara**, **Alfredo Júnior** (o « massa »), **Renata Sobottka**, **Jackie Ayumi**, **Otávia Vilela** ;
- aos integrantes de diferentes gerações BRAFITEC : **Daniel Testa** (descobrimos a ENSEEIHT juntos), **João Aramis** (Arsenal bombou ! Não esquece : bola 8, bola da vez, pulo do gato !), **Lucas « Peixe » Poersch**, **Daniel Honda**, **Fernanda Palhano**, **Alyne Saraiva**, **Pedro Silva** (Pedrinho pilantra...), **Débora Costa** (ou então Dé), **Priscila Cruz**, **Anderson Morosov** (Curintia !!!), **André Furlan** (tem futuro como poeta, sucesso agora na Petrobras !), **Douglas Martins** (esse é o cara !), **Emanuela Cabral**, **Raíssa Guedes**, **Marcele de Pauli** e **Lisandra Kittel Ries** (foi muito legal nosso passeio nos castelinhos da Loire !), **Alex Costa Machado**, **Leandro Mayron** (KID e a meninas !) : as boas vindas com feijoada virou tradição ! ;
- **Claudia Gai** e **Daiana Alves** (pelas baladinhas no Caribe), **Filipo Perotto** e sua excelentíssima **Emanuele « Manu » Maupeou** (o casamento de vocês foi inesquecível !), **Madá Cougo** (chica !), **Eloi Silveira** e **Emmanuelle Monnet** (obrigado pela dica das coxinhas em Toulouse), **David Avila** (o profeta da autalidade ! Muitos e boas conversas tivemos ; « Alice, cadê o papai »), le couple **Denise Tan** et **Fabien Papis** parents du petit **Soen** (ce petit parlera une dizaine de langues !), **Jamie Wolf** (prof d'anglais qui fait du foot !), le futur jeune couple marié **Sandra RICHARD** et **Evandro Kahl** (la petite Charlotte está quase chegando !!!), **Isabelle Faïfe** (la prof de forró qui donne vie à la danse à Toulouse) ;
- et tous ceux que j'ai oubliés et avec qui j'ai passé de bons moments.

Je remercie aussi mes amis et collègues qui ont fait partie de mon cursus scolaire et d'autres qui d'une certaine manière ont participé au fait que je puisse arriver jusque-là :

- da antiga ETFSC « *Escola Técnica Federal de Santa Catarina* » : **Filipe César Brandão** (eterno bico de bule ou cachaça ?), **João de Amorim Júnior** (Avaí acima de tudo !), **Felipe « Gaúcho » Engelkes** (parabéns : Davizinho na área !), **Carlos Eduardo Fraga** (criador do lendário site « finet »), **Rodrigo Nereu dos Santos** (Surfs !!!! grande brother !!!), **Bruno Astorga** (por onde andas ?), **Ari Schweitzer Júnior**, **Vinícius Decker**, **Rafael Lima « Gaúcho » Duarte** : desde 1998 nossa amizade persiste ;

- da UFSC « *Universidade Federal de Santa Catarina* » : **Juliana Luísa Muller** e **Bruno Iamamura** (você são adoráveis), **Afrânio de Castro Júnior** (filósofo por natureza !), **Rafael Barbeta** (parceria nos trabalhos e laboratórios), **Jorge Cassiano** (golzinho chaleira bombando !), **Ricardo Spredemann** (o « Pomba » !), **Roberto Coelho** (Betão !), **Sérgio Miyawaki**, **Anderson Iemura** (Pezão !), **Luiz Fernando Camarini** (Gigio !), **Jacir Vicente Werle** (tchê barbaridade !), **Maico Andrei Marcello**, **Paulo César Gialdi da Silva** (PC !), **Cassiano Aires Teixeira** (Catalão !), **Wallace Pontes Souza** (Vô !), **Rafael Eduardo Ferreira** (Muni !), **Cássio Furuie**, **Rui Bussolo Júnior**, **André Citadin** (Marginal !), **Michel Rockembach de Carvalho** (Miguelito !), **Cristiano Buhler**, **José Renato Kolody** (Zezão!), **Tiago Brighente** (Tackleberry !), **Anderson Nicoleti Martin** (Minimi!), **Fábio Santiago**, **Luiz Fernando Vila** (Forrest Gump !), **Raquel Bertoldo** (Sempre tivemos um papo cabeça né Quequel ?), Mirena (minha professora de francês preferida !) : mas queria dizer que vocês todos marcaram época ! ;
- de l'ENSEEIH (promo 2007) : le couple **Mathilde SEGONDS** (Matou !) et **Benoit CHAPON** (Benny !), **Thibaut LAHORE**, **Josselin BESCANT**, **Aurélien PERRIER**, le jeune couple marié **Cyrille SENTENAC** et **Aurélien BARBE**, **Fanny LASSAUQUE**, **Mélie MARCHAL**, **Pascal ESCRIBE**, **Lukasz Zatorski** (« Kurwa ! », aller à ton mariage à Gdansk a été un grand plaisir pour moi), le couple **Raphaël VILAMOT** (tu es énorme !) et **Aude LACOMBE**, **Sidonie GAYCHET**, les inséparables **Maëliss VILAMOT** et **Célia SERRADEL**, **Julien Dejan** : merci pour votre accueil et votre sympathie, j'aurai toujours de superbes souvenirs de vous tous concernant notre période d'études à l'ENSEEIH.

Je ne pourrais pas écrire ces remerciements sans rappeler la « Colloc' 30 rue Bernard Ortet ». L'endroit où j'ai vécu pendant toute la durée de ma thèse et qui m'a permis de « cohabiter » avec différentes personnes. Les mots répétés à l'aide du CD « Le Petit Robert » tous les dimanches matins ont marqué les esprits. Je pense aussi que la « Boîte à Pizza » a perdu de très bons clients du dimanche soir. Je veux donc adresser mes remerciements à :

- **Frédéric GAILLY « Noch »**, pour ton amitié depuis l'ENSEEIH. J'ai eu l'honneur de prendre ta place à la Colloc' lors de mon retour du Brésil pour le début de la thèse. Je te félicite pour ta réussite : succès dans ton nouveau boulot et dans ta nouvelle vie d'homme marié ! ;
- **Sébastien CARRIERE**, le mec qui a incroyablement divisé son poids par deux ! Je me souviendrai de tes répétitions musicales en fin d'après-midi. Prends soins de ta nouvelle petite famille maintenant que tu es papa ;
- **Clément NADAL**, mon petit Clem (c'est qui le patron ? », mangeur de beurre salé (je sais, ce sont tes origines bretonnes) ! Merci pour toute ta gentillesse, pour tes conseils culinaires et pour les nombreux souvenirs de cette période. Merci de m'avoir présenté à ta famille à Noël 2008 : cela reste inoubliable ! J'espère pouvoir trinquer encore plusieurs fois avec toi ! ;
- **Damien BIDART**, grand passionné de la fanfare, de la bière (ah la tireuse) et de la bonne musique. Je suis content d'avoir suivi la dernière ligne droite de ta thèse (petite répétition le soir de la veille de ta soutenance). Merci de m'avoir présenté toute ta famille et je me rappellerai du jour quand ton neveu Zephir est né : Dams est devenu « Tonton Dams ! » ;
- **Rafael BIONDI**, você ficou pouco tempo na Colloc', mas o suficiente pra agitar ! O teu objetivo de beber uma garrafa de vinho por dia (pra degustar o maior número de vinhos franceses) ou então assistir Rambo pra recuperar a masculinidade mostraram tua originalidade ! Rafa, obrigado pelo teu bom humor e pelas conversas que tivemos ;
- **Giuliano RAIMONDO**, un italiano vero qui, au début, a aussi fait partie du bureau E312 ! Plus tard à la Colloc', les moments « *previously on Dexter* » que nous avons partagés resteront pour toujours dans ma mémoire. Merci de m'avoir accueilli à Naples dans ta famille pour le réveillon. Etre présent à votre fabuleux mariage en 2012 a été un grand plaisir ! Prends soin de **Francesca** et du petit **Domenico** qui vient d'arriver au monde ! ;
- **Nicola SERBIA**, un autre italiano vero qui a toujours la classe ! C'est aussi un amateur du bon café « napolitano ». Merci pour les discussions à la Colloc' ! J'ai été enchanté de rencontrer ta famille et ta future épouse **Rossella**. Bon courage pour la fin de ta thèse ;

- **Júlio César Brandelero**, foi um prazer dividir apartamento com você. Viu que usei a tal da « matriculante » ? Não poderia te agradecer sem deixar mais uma do malandro : « Malandro é o gato, que nasce de bigode e mora no telhado para não pagar aluguel ». Julão, sucesso na reta final da tua tese ! ;
- **Javier CABELLO**, amateur du maté, cet argentin a pris ma place à la Colloc' et mon bureau au labo : « Hasta la próxima amigo » ;
- à tous ceux qui ont squatté au passage.

Je remercie aussi tous les copains de la meilleure équipe de foot en salle de Toulouse dont j'ai eu l'honneur de faire partie : **TOULEMUR**. Depuis 25 ans (fêtés en 2013), cette équipe domine les trois mi-temps : les deux premières sur le terrain et la troisième autour d'un repas raffiné « *post-match* ». Je remercie :

- **João Carlos dos Santos Fagundes**, surnomé « **Prego** », aujourd'hui à la retraite, dans l'histoire moderne du foot, il peut être considéré comme le précurseur des règles du *foot en salle en France* ;
- **Jean-Luc BACH**, un grand passionné du Brésil. En plus d'être une sorte d'« encyclopédie mentale du foot » (et aussi des connaissances générales) et enseignant à l'IUT de Toulouse, il apprécie une bonne cachaça comme digestif ! Très sympathiques, je vous remercie, **Michelle** et toi, pour votre accueil ;
- **Claude SOUQUE**, gardien officiel de notre « *dream team* » pour plusieurs années. Aujourd'hui, à la retraite, ce professionnel du sport, participe activement à la 3^{ème} mi-temps de nos matchs. De plus, c'est un fou furieux du VTT et il tient assez régulièrement l'équipe informée de ses exploits via ses mails : **boudu con** ! ;
- **Frédéric DETCHART**, un des grands buteurs de l'histoire de l'équipe, cet inspecteur de l'éducation nationale aime le vin rouge, de préférence le Bordeaux. Il a aussi le don de jouer au goal quand il le faut. Avec Frédéric, Jean-Luc et Claude, le salon du Vin de Toulouse ne fera pas faillite ;
- **Jean-Régis BERNARDI**, entraîneur par excellence, j'ai pris sa place dans l'équipe après son départ. Maintenant qu'il est de retour, je n'ai malheureusement plus trop l'occasion de profiter de ses passes précises ;
- **Didier COSTES**, de la région de l'Aligot-saucisse, directement impliqué dans la défense du **TOULEMUR** ! Cet aveyronnais est récemment devenu papa de la petite Claire (?) ou Clara (?) (cela dépend de si c'est lui ou la maman qui prononce son nom : longue histoire...) : félicitations au papa ;
- **José ARANDA**, ce chilien nous a appris quelque chose de la vie qu'il a lui-même appris de son grand-père : « Si ce n'est pas toi, ça sera quelqu'un d'autre ... », donc il faut y aller ! ;
- **David MILLET**, surnommé par José « *Pepito mi corazon* », en plus d'être un des attaquants de l'équipe, il gère son café/bar de la gare Matabiau ;
- **Walid KALEL**, tunisien « *bom de bola* » avec une énergie inépuisable pendant les matchs ;
- **Emmanuel CANREDON**, gardien très exigeant de l'équipe ;
- **le Domaine du Foussal**, endroit magique où les équipes de **TOULEMUR** et **MATHUSALEM** (bonjour Roger, Louis, Philippe, Fabien, Patrizio, Christophe...) reprennent un bon bol d'air frais. Les moments de concentration sont suivis d'une dégustation de vins divers et variés ainsi que de celui de la récolte locale, le fameux **TRESOR DU CEP**, qui a pris une ampleur mondiale via les photos de ses bouteilles dans tous les coins du monde.

Je réserve cette partie finale de mes remerciements à mes proches.

Hoje eu dou mais um passo na minha vida e sinto-me na obrigação de compartilhar essa conquista com minha família. Agradeço aos meus pais, minha mãe **Bernadete Rodrigues de Andrade** e meu pai **Sebastião João de Andrade**, por todo esforço feito para nos criar. Nunca esqueço uma frase de meu pai de quando eu era criança : « *Não quero morrer antes de ver meus três filhos formados* » : esse documento é pra vocês ! Meus irmãos **Elias** e **João** por todo nosso passado juntos que sem dúvida valoriza ainda mais cada uma de nossas conquistas. Em função de nossas escolhas, a distância está aí pra nos separar e ao mesmo tempo para nos unir porque a saudade está presente. Queria registrar aqui então a saudade que senti nesses últimos anos de meus tios (minha madrinha **Zélia**, tia **Têre**, tia **Bela**, ...) e de meus primos. Vocês sempre estiveram e estão presentes comigo. Dedico também esse trabalho aos meus falecidos avós Vô **Elias** e Vó **Mina** : **eu amo todos vocês !**

Finalement, je tiens à remercier énormément ma copine **Célia**. Nous nous sommes justement rencontrés un peu avant le début de la rédaction. Je lui dois ces derniers mots. J'ai appris à t'admirer, à te respecter et à évoluer comme personne. Je te remercie, en plein changement simultané de nos vies, pour ton soutien sans faille, ta patience, ton dévouement et parfois ton sacrifice : **Te amo ainda mais !**

...

à mes parents

« Les inventions sont, surtout, le résultat d'un travail entêté ».
Alberto Santos-Dumont

« Il est bien plus beau de savoir quelque chose de tout que savoir tout d'une chose ».
Blaise Pascal

« Pour bien vivre, il faut entretenir en soi-même les plus fortes passions, au lieu de les réprimer ».
Platon

Table des matières

RESUME	III
ABSTRACT	IV
Remerciements	V
Table des matières	XV
Introduction Générale	1
Chapitre 1 Contexte de l'avion plus électrique et démarche de conception intégrée par optimisation.....	5
1.1 Contexte aéronautique et présentation du projet	7
1.1.1 L'avion d'hier, d'aujourd'hui et de demain : du « conventionnel » au « tout électrique ».....	8
1.1.2 Projets de recherche	12
1.1.3 Projet PREMEP	13
1.1.4 Canal de puissance « nouvelle génération » Airbus : qualité du réseau de bord HVDC de l'avion	13
1.2 Le système de contrôle d'environnement « ECS »	18
1.2.1 Le prélèvement d'air « conventionnel » : « <i>bleed system</i> »	19
1.2.2 Le prélèvement « électrique » d'air : « <i>bleed less system</i> »	21
1.2.3 Comparaison entre « ECS conventionnel » et « ECS électrique »	23
1.3 Profil d'une mission de vol avec « ECS électrique »	25
1.3.1 Conditions climatiques extérieures.....	25
1.3.2 Présentation du cahier des charges : mission de vol équivalente.....	27
1.4 Conception systémique par optimisation.....	29
1.4.1 Concepts et paramétrage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II	31
1.4.2 Approche de conception optimale : cas de l'« ECS électrique ».....	33
1.5 Conclusion	36
Chapitre 2 Modélisation de l'Actionneur Synchrone à Aimants Permanents Haute Vitesse (HSPMSM)	37
2.1 Introduction à la modélisation de l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse (HSPMSM).....	39
2.2 Principales exigences et contraintes liées à la haute vitesse dans les actionneurs à aimants permanents	39
2.2.1 Exigences d'un actionneur pour l'application « ECS électrique ».....	40
2.2.2 Augmentation de la vitesse de rotation et limites de faisabilité	41
2.3 Modélisation analytique de l'actionneur HSPMSM	44

2.3.1	Caractérisation de la géométrie.....	45
2.3.2	Modèle magnétique.....	47
2.3.2.1	Les aimants permanents.....	49
2.3.2.2	Circuit magnétique élémentaire à aimant excité par un bobinage.....	50
2.3.2.3	Application à l'actionneur.....	53
2.3.2.4	Couplage entre la géométrie et le modèle magnétique de l'actionneur.....	57
2.3.2.5	Expression du couple électromagnétique de l'actionneur.....	58
2.3.3	Mode de bobinage.....	59
2.3.3.1	Facteur de bobinage global « K_b ».....	59
2.3.3.2	Les têtes de bobine.....	59
2.3.4	Volumes et masses.....	60
2.3.4.1	Stator.....	60
2.3.4.2	Rotor.....	61
2.3.4.3	Cuivre.....	62
2.3.4.4	Volume et masse totaux de l'actionneur.....	63
2.3.5	Modèle circuit électrique.....	63
2.3.5.1	Estimation de l'inductance de têtes de bobine « L_{tetes_bob} ».....	63
2.3.5.2	Estimation de l'inductance de fuites « L_f ».....	64
2.3.5.3	Calcul de la résistance statorique « R_s ».....	65
2.3.5.4	Lois de similitude de l'actionneur : adaptation du bobinage.....	65
2.3.5.5	Modèle de Park.....	68
2.3.5.6	Diagramme vectoriel de l'actionneur dans le repère de Park.....	69
2.3.5.7	Présentation du « cercle-actionneur ».....	69
2.3.5.8	Couple électromagnétique.....	71
2.3.6	Pilotage.....	71
2.3.6.1	Commande à couple par ampère maximum.....	73
2.3.6.2	Commande par défluxage.....	73
2.3.6.3	Schéma de commande.....	77
2.3.7	Modèle de pertes.....	78
2.3.7.1	Pertes par effet Joule.....	79
2.3.7.2	Pertes Fer : hystérésis, « classiques » et excédentaires.....	80
2.3.7.3	Pertes aérodynamiques.....	86
2.3.7.4	Pertes dans les aimants.....	87
2.3.8	Modèle thermique.....	90
2.4	Conclusion.....	93

Chapitre 3 Optimisation de l'Actionneur Synchrone à Aimants Permanents Haute Vitesse (HSPMSM)97

3.1	Introduction sur l'optimisation de l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse (HSPMSM).....	99
3.2	Formulation du problème d'optimisation de l'actionneur HSPMSM.....	100
3.2.1	Vecteur des paramètres d'entrée « X » de la boucle actionneur.....	101
3.2.2	Problématique particulière liée à la détermination du rayon d'alésage.....	102
3.2.3	Critères d'optimisation « F(X) » de la boucle actionneur.....	104

3.2.4	Contraintes d'optimisation « G(X) » de la boucle actionneur	106
3.2.4.1	Contraintes de pré-dimensionnement de l'actionneur HSPMSM	107
3.2.4.2	Contraintes de post-dimensionnement de l'actionneur HSPMSM.....	108
3.2.5	Réglage utilisé de l'algorithme d'optimisation NSGA-II	111
3.3	Intégration de la mission de vol	113
3.3.1	Dimensionnement sur un point de dimensionnement.....	113
3.3.2	Dimensionnement pour la mission de vol	114
3.3.2.1	Dimensionnement à points de base imposés	114
3.3.2.2	Dimensionnement à point de base libre	115
3.3.2.3	Différents cas de prise en compte de la mission de vol.....	116
3.4	Impact de la convection thermique stator sur la masse et les pertes de l'actionneur HSPMSM	118
3.5	Analyse du front « Pareto actionneur »	119
3.5.1	Front optimal de l'actionneur HSPMSM	119
3.5.1.1	Analyse des différents secteurs du front « Pareto actionneur »	119
3.5.1.2	Répartition des critères partiels.....	120
3.5.2	Points les plus dimensionnants	123
3.5.3	Grands entrefers mécaniques et actionneurs longs	124
3.5.4	Tendances d'évolution du front et principales contraintes.....	126
3.5.5	Tendances particulières sur l'ensemble des secteurs.....	131
3.5.6	Défluxage et démagnétisation des aimants.....	134
3.6	Solutions particulières.....	135
3.6.1	Géométrie	138
3.6.2	Paramètres électriques et magnétiques	138
3.6.3	Les plans couple – vitesse	139
3.6.4	Éléments d'optimisation des solutions particulières	141
3.6.4.1	Répartition des critères partiels.....	142
3.6.5	Validation par éléments finis des solutions extraites du front optimal.....	143
3.6.5.1	Paramètres électromagnétiques.....	143
3.6.5.2	Pertes fer statoriques.....	145
3.7	Conclusion	146
Chapitre 4 Modélisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »		147
4.1	Introduction au contexte de la modélisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ».....	149
4.2	Approche « temps-fréquence » couplée vis-à-vis de la qualité réseau	150
4.2.1	Couplage avec la qualité réseau.....	151
4.2.2	Spectre de fréquences considéré.....	153
4.3	Modélisation analytique de l'onduleur de tension	154

4.3.1	Modèle du composant de puissance	155
4.3.1.1	Impact de la fragmentation sur les énergies de commutation.....	156
4.3.1.2	Impact de la fragmentation sur le circuit électrique équivalent à l'état passant 157	
4.3.1.3	Impact de la fragmentation sur les résistances thermiques.....	157
4.3.1.4	Application de la méthode à partir d'un interrupteur de référence	158
4.3.2	Modèle du boîtier du module de puissance	160
4.3.2.1	Démarche de dimensionnement : application à partir d'un boîtier de référence161	
4.3.2.2	Impact de la fragmentation sur la surface du boîtier	161
4.3.2.3	Impact de la fragmentation sur la masse du boîtier	161
4.3.2.4	Impact de la fragmentation sur la résistance thermique à l'interface boîtier/dissipateur.....	161
4.3.2.5	Application de la méthode	161
4.3.3	Modèle de pertes	163
4.3.3.1	Pertes par conduction	163
4.3.3.2	Pertes par commutation	164
4.3.3.3	Pertes totales par bras	164
4.3.3.4	Application de la méthode : détection des états de conduction et de commutation.....	165
4.3.4	Refroidissement	166
4.3.4.1	La boucle de refroidissement.....	168
4.3.4.2	Démarche de dimensionnement : similitude à partir d'une plaque froide de référence168	
4.3.4.3	Surface de la plaque froide	168
4.3.4.4	Masse de la masse froide	169
4.3.4.5	Résistance de conduction thermique de la plaque froide	169
4.3.4.6	Application de la méthode	169
4.3.5	Modèle thermique	169
4.3.5.1	Température de la plaque froide « T_{PF} ».....	172
4.3.5.2	Type de boîtier et nombre de bras considérés	172
4.3.6	Stratégie de commande en MLI	174
4.3.6.1	Equations de l'onduleur « deux niveaux »	174
4.3.6.2	Stratégie de commande de l'onduleur de tension : SVPWM « Space Vector » 176	
4.3.6.3	Porteuse, synchronisme, échantillonnage des modulantes et signaux de commande.....	176
4.4	Modélisation analytique du filtre d'entrée	178
4.4.1	Filtre d'entrée : son rôle dans l'ECS et la topologie retenue	179
4.4.2	Modèle circuit électrique : quadripôle d'impédances	180
4.4.2.1	Expressions des courants	182
4.4.2.2	Fonctions de transfert à vide « $I_{convDC} = 0$ ».....	183
4.4.2.3	Prise en compte de la tension « U_{HVDC} » : en amplitudes et phases.....	183
4.4.3	Prise en compte de la qualité réseau : gabarits normatifs Airbus.....	184

4.4.4	Modèle des composants du filtre d'entrée : inductance, capacité et résistance	185
4.4.4.1	Caractérisation de l'inductance	185
4.4.4.2	Caractérisation de la capacité	188
4.4.4.3	Caractérisation de la résistance	191
4.4.5	Modèle des pertes.....	192
4.4.5.1	Pertes dans une inductance	192
4.4.5.2	Pertes dans un condensateur.....	193
4.4.5.3	Pertes dans une résistance	194
4.4.6	Stabilité.....	194
4.5	Conclusion	196

Chapitre 5 Optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »199

5.1	Introduction sur l'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	201
5.2	Formulation du problème d'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	202
5.2.1	Vecteur des paramètres d'entrée « X » de la boucle « onduleur de tension + filtre d'entrée »	203
5.2.2	Critères d'optimisation « F(X) » de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	203
5.2.3	Contraintes d'optimisation « G(X) » de la « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée »	205
5.2.3.1	Contraintes de pré-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	206
5.2.3.2	Contraintes de post-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	207
5.2.4	Réglage utilisé de l'algorithme d'optimisation NSGA-II	211
5.3	Analyse des fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »	213
5.3.1	Fronts optimaux de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »	213
5.3.2	Analyse des couplages et de l'influence des contraintes sur le front.....	216
5.3.2.1	Evolution des variables de conception du filtre d'entrée	216
5.3.2.2	Evolution des variables de conception de l'onduleur de tension	219
5.3.2.3	Ondulations des tensions « \hat{U}_{HVDC} » et « \hat{V}_{convDC} » et de courant « \hat{I}_{HVDC} »	223
5.4	Solutions particulières.....	225
5.4.1	Résultats d'optimisation des solutions particulières	225
5.4.2	Onduleurs de tension dimensionnés	225
5.4.2.1	Répartition des pertes moyennes	226
5.4.2.2	Répartition des masses	226
5.4.2.3	Caractéristiques du module de puissance et de la plaque froide.....	227
5.4.2.4	Caractéristiques des composants de puissance.....	227
5.4.3	Filtres d'entrée dimensionnés.....	228

5.4.3.1	Répartition des pertes moyennes	229
5.4.3.2	Répartition des masses des composants passifs	229
5.4.4	Caractérisation du point à 70 kW.....	231
5.4.4.1	Quantification des grandeurs électriques au point de puissance maximale ..	232
5.4.4.2	Régime permanent des courants du filtre d'entrée	233
5.4.4.3	Régime permanent des tensions du filtre d'entrée	234
5.4.4.4	Régime permanent de la tension et du courant de phase des actionneurs..	234
5.4.4.5	Courants du filtre d'entrée : respect de la qualité réseau	235
5.4.4.6	Impédances des filtres d'entrée.....	236
5.4.4.7	Régime transitoire du courant « I_{HVDC} » et de la tension « V_{convDC} »	238
5.5	Impact de la norme Airbus N24RP0831391 V 1.3 sur le dimensionnement du filtre d'entrée.....	240
5.5.1	Impact des trois scénarios sur les masses et les pertes.....	241
5.5.2	Fréquences les plus dimensionnantes	242
5.5.3	Impact de la contrainte d'ondulation de tension « V_{convDC} »	245
5.5.4	Stabilité vis-à-vis des hypothèses et contraintes considérées.....	246
5.6	Conclusion	249
Chapitre 6 Optimisation globale de la chaîne « ECS électrique »		251
6.1	Introduction.....	253
6.2	Formulation du problème d'optimisation global	253
6.2.1	Réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II.....	254
6.3	Analyse des résultats de l'approche globale dans le plan des critères	255
6.3.1	Evolution des variables de conception « X ».....	256
6.3.1.1	Evolution des variables de conception du filtre d'entrée	256
6.3.1.2	Evolution des variables de conception de l'onduleur de tension	258
6.3.1.3	Evolution des variables de conception de l'actionneur HSPMSM	259
6.3.2	Répartition des sous-critères « F(X) »	261
6.3.2.1	Répartition des masses	261
6.3.2.2	Répartition des pertes moyennes	262
6.3.3	Superposition des « Pareto locaux » équivalents	262
6.3.3.1	Fronts de l'actionneur HSPMSM	263
6.3.3.2	Fronts de Pareto de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » ..	263
6.3.4	Dimensionnement de l'actionneur HSPMSM favorisant la qualité réseau : couplage inductance synchrone – inductance de filtrage	264
6.3.4.1	Couplage entre les impédances du filtre d'entrée et de l'actionneur HSPMSM 264	
6.3.4.2	Défluxage et démagnétisation des aimants.....	265
6.3.4.3	Caractéristiques rotoriques.....	267
6.4	Solutions particulières.....	268
6.4.1	Eléments d'optimisation des solutions particulières	268
6.4.1.1	Vecteurs « X » des solutions particulières	268
6.4.1.2	Vecteurs « F(X) » des solutions particulières	269

6.4.2	Caractéristiques des actionneurs HSPMSM dimensionnés	270
6.4.2.1	Caractérisation de la géométrie et des paramètres électromagnétiques.....	270
6.4.2.2	Répartition des pertes moyennes	273
6.4.2.3	Répartition des masses	274
6.4.3	Onduleurs de tension dimensionnés	274
6.4.3.1	Caractéristiques du module de puissance et de la plaque froide.....	274
6.4.3.2	Répartition des pertes moyennes	276
6.4.3.3	Répartition des masses	276
6.4.4	Filtres d'entrée dimensionnés.....	277
6.4.4.1	Répartition des pertes moyennes	277
6.4.4.2	Répartition des masses	277
6.4.5	Caractérisation du point à 70 kW.....	279
6.5	Conclusions.....	281
	Conclusion générale et perspectives	283
	Annexes	289
	Annexe A :.....	291
	Augmentation de la vitesse de rotation et limite de faisabilité des actionneurs HSPMSM	291
	Annexe B :.....	295
	Éléments de l'actionneur HSPMSM étudié	295
	Annexe C :.....	307
	Ensemble encoche + dent statorique.....	307
	Annexe D :.....	309
	Facteurs de bobinage	309
	Annexe E :.....	313
	Modèle circuit électrique de l'actionneur.....	313
	Annexe F :.....	319
	Démagnétisation des aimants : influence du défluxage.....	319
	Annexe G :	321

Propriétés thermo-physiques et modes de transfert thermiques dans l'actionneur.....	321
Annexe H :	329
Pertes dans les aimants permanents	329
Annexe I :	333
Validation du modèle de dimensionnement : comparatif avec la solution MSP 70 kW.....	333
Annexe J :	335
Evolution du Front « Pareto actionneur ».....	335
Annexe K :	353
Performance des différents actionneurs extraits du front « Pareto actionneur ».....	353
Annexe L:	361
Composant de puissance : résumé des tendances technologiques de l'avenir	361
Annexe M :	363
Stratégies de commande de l'onduleur de tension : importante intégration	363
Annexe N :	369
Rappels de la commande « SVPWM »	369
Annexe O :	373
Présentation du module de puissance « dual pack » de référence.....	373
Annexe P :	375
Présentation de la plaque froide de référence	375
Annexe Q :	377
Aperçu général des différentes topologies d'onduleurs de tension	377

Annexe R :	381
Topologies de filtre d'entrée	381
Annexe S :	385
Performance des solutions extraites du front « onduleur de tension + filtre d'entrée »	385
Références	401

Introduction Générale

Les prochaines générations d'avions (AIRBUS & BOEING) seront plus électriques avec des puissances installées fortement croissantes, impliquant un ensemble d'innovations structurelles, fonctionnelles et technologiques au sein de nouveaux réseaux électriques.

Les avionneurs, les systémiers et les équipementiers doivent donc être capables de s'adapter à ces nouvelles contraintes et proposer des équipements en adéquation avec cette nouvelle génération de réseau. Ils sont donc chargés de garantir la performance de leur équipement, leur intégration et assurer leur surveillance. Cette « électrification avionique » cherche à aller vers une offre fiabilisée et plus compacte de « systèmes embarqués ».

L'augmentation significative de la puissance électrique embarquée dans les aéronefs conduit à « l'intégration de puissance », nécessitant en particulier l'optimisation de la masse et du rendement de l'ensemble : dans ce contexte, il est pertinent d'aborder le problème selon une démarche de Conception Intégrée par Optimisation (CIO) intervenant au niveau des « systèmes avion » et non par une optimisation locale classique des éléments pris séparément.

Parmi les fonctions à bord, les « systèmes d'air » font l'objet d'étude dans cette thèse. Les travaux décrits dans ce manuscrit ont été effectués dans le cadre du projet **PREMEP** « **Projet de Recherche Moteur/Electronique de Pilotage** » par le groupe de recherche GENESYS du laboratoire **LAPLACE**, en collaboration avec la société LIEBHERR-Aerospace Toulouse SAS (LTS), équipementier aéronautique pour les « systèmes d'air ». C'est aussi ce dernier qui a défini le cahier des charges.

Le remplacement des dispositifs de prélèvement d'air ECS « *Environmental Conditioning Systems* » classiques par des systèmes électriques facilitera la maintenance des matériels, offrira des économies en carburant et une meilleure rationalisation énergétique. Il s'agit d'apporter une alternative aux systèmes pneumatiques actuels (qui prélèvent l'air chaud et fortement comprimé au niveau des turboréacteurs) en proposant des systèmes qui extraient l'air frais de l'extérieur à l'aide d'actionneurs électriques, capables d'effectuer les mêmes fonctions de conditionnement d'air et de pressurisation. Concrètement, l'objectif est d'entraîner l'axe du turbocompresseur par un actionneur électrique à très haute vitesse HSPMSM « *High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor* ». Cet ensemble appelé MTC « *Moto-Turbo-Compressor* » représente la clef de voûte du système électrique d'air. Un des défis technologiques est donc d'apporter de nouvelles solutions au couple actionneur électrique/électronique de puissance dans l'environnement aéronautique embarqué.

Les actionneurs entraînent des compresseurs centrifuges qui demandent des vitesses de rotation très élevées, allant de 20 000 à 100 000 tr/min, pour assurer le taux de compression du flux d'air extérieur. Dans ce contexte, il faut prendre en compte de nouvelles exigences telles que le doublement de tension sur le réseau et la maîtrise de la haute vitesse.

Le groupe GENESYS du laboratoire **LAPLACE** s'est spécifiquement engagé vers la « conception systémique » qui attire de plus en plus l'attention de l'industrie, notamment dans les systèmes embarqués. Les objectifs visés concernent la minimisation de la masse embarquée et des pertes consommées. En particulier dans le domaine aéronautique, les futurs produits développés définiront les préférences des avionneurs lors du choix entre les différents équipementiers/systèmeurs. Aux Etats Unis, des avancées techniques vers des systèmes d'air électriques sont déjà en marche et certains équipementiers américains en disposent.

Cette thèse s'est donc focalisée sur l'étude, le développement et la mise au point d'un outil d'optimisation multicritère. L'objectif est d'optimiser la chaîne de conversion électromécanique

comprenant le convertisseur et l'actionneur HSPMSM et son contrôle/commande avec prise en compte des aspects réseau et filtre d'entrée (qualité réseau) : la charge (compresseur haute vitesse) fait partie de l'environnement de ce système modélisé par un profil de mission dans le plan couple – vitesse qui témoigne du besoin en termes de conditionnement d'air.

L'application servant de support pour cette étude est un compresseur à air centrifuge motorisé de LIEBHERR Aerospace Toulouse qui sera utilisé dans les futurs avions électriques. Ce système de conditionnement d'air nécessite une puissance de 70 kW.

L'étude a bénéficié de l'expérience du groupe GENESYS du laboratoire **LAPLACE** sur la conception intégrée par optimisation, en particulier relative aux techniques évolutionnaires multicritères. La démarche a consisté à identifier les modèles existants qui ont fait l'objet d'un ensemble d'améliorations, notamment pour les adapter au contexte de la haute vitesse. Les modèles de dimensionnement des éléments de la chaîne sont associés à l'algorithme d'optimisation NSGA-II qui vise à minimiser la masse embarquée et les pertes totales de la chaîne « ECS électrique ». Ces méthodes d'optimisation sont très bien adaptées à l'hétérogénéité du problème systémique, notamment à la résolution de problèmes à variables mixtes (continues, discrètes). Les travaux de cette thèse peuvent être divisés en trois grandes parties :

→ **Partie 1 : modélisation des éléments de la chaîne de conversion électromécanique**

Un aspect important, dimensionnant et original de cette thèse concerne l'intégration de la mission de vol dans la boucle de dimensionnement du système. L'exemple considéré est celui d'un profil avion type « Airbus A320 ». Cette intégration est effectuée en considérant une succession de régimes statiques de durées variables.

Ces différents régimes fixent l'occurrence statistique de chaque point de puissance au cours de la mission de vol. Les taux d'occurrences statistiques sont bien évidemment dépendants des phases de vols (sol, montée, croisière, descente, sol) et des conditions climatiques extérieures (jour chaud, jour froid, jour « standard »). Comparé au cas classique (dimensionnement au point de puissance maximale), l'idée est qu'un dimensionnement prenant en compte l'ensemble des points de la mission engendre des gains intéressants sur la fonction « objectif ».

L'aspect actionneur haute vitesse est abordé en détails à travers le modèle de conception : la topologie retenue, les matériaux, la commande par défluxage (fonctionnement sur une large plage de vitesse) et les modèles géométrique, électrique, magnétique, des pertes et thermique. Les fonctions convertisseur, modulation et commande sont également traitées en intégrant les aspects physiques du convertisseur (topologie retenue, matériaux, température, refroidissement, pertes par conduction et commutation). De même, la masse des composants passifs du filtre d'entrée (inductances, capacités, résistances) qui impacte sur la masse globale est également modélisée.

La qualité de l'énergie liée à l'interaction entre le réseau HVDC (sous responsabilité de l'avionneur) et l'« ECS électrique » (sous responsabilité de l'équipementier) doit respecter des contraintes normatives. Ces standards définis en amont de notre étude imposent un niveau maximal de pollution harmonique à ne pas dépasser. Les contraintes de qualité réseau intégrées au processus d'optimisation sont directement issues de l'observation des perturbations électromagnétiques en regard de la norme.

→ **Partie 2 : étude des boucles d'optimisation locales**

La chaîne de conversion électromécanique est divisée en deux parties, appelées boucles locales d'optimisation. La première boucle appelée « boucle d'optimisation actionneur » considère le dimensionnement de l'actionneur seul. Le modèle de dimensionnement met en évidence les aspects mécaniques du rotor, les aspects thermiques du rotor et du stator, les aspects de démagnétisation ainsi que l'impact du défluxage des aimants.

Une analyse détaillée caractérise les tendances de dimensionnement de l'ensemble d'actionneurs du front résultant appelé « Pareto actionneur ». Les différents couplages liant l'augmentation des pertes, les aspects thermiques et la géométrie des actionneurs sont présentés. Une analyse de trois solutions particulières est aussi considérée. Les solutions choisies sont comparées avec une solution de référence en fonction : de la masse (solution particulière à Iso-Masse), des pertes (solution particulière à Iso-Pertes) et d'un compromis entre masse et pertes. La deuxième boucle locale appelée « boucle d'optimisation onduleur de tension + filtre d'entrée » considère le dimensionnement d'alimentations de puissance à actionneur donné. Les différents couplages et les fronts de « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » sont présentés.

En ce qui concerne l'onduleur de tension, une étude est présentée considérant : ses limitations thermiques, le choix du calibre en courant, la fréquence de découpage, le taux de distorsion harmonique du courant prélevé par les différents actionneurs et la commande de l'onduleur de tension. Une étude complémentaire présente les impacts possibles entre les gabarits normatifs Airbus et le dimensionnement du filtre d'entrée. La démarche consiste à adapter les amplitudes des oscillations à haute fréquence considérant une modification de la pente très sévère entre les fréquences de 50 kHz à 150 kHz. Enfin, l'agrégation entre les deux boucles locales est réalisée. Celle-ci a pour objectif de remonter au système global à partir des boucles locales, en effectuant la somme des masses et des pertes des « optima-locaux ».

→ **Partie 3 : étude de la boucle d'optimisation globale**

L'objectif de la « boucle d'optimisation globale » est d'observer, au niveau système, les similarités et/ou les disparités des solutions comparées aux résultats de l'optimisation des boucles locales. Autrement dit, il s'agit d'observer l'apparition de certains couplages dissociés dans l'approche séquentielle multi-boucles.

⇒ **Le manuscrit de cette thèse est structuré en six chapitres :**

Dans le **Chapitre 1**, le contexte aéronautique actuel et l'application « ECS électrique » sont présentés. La définition du profil de mission, la chaîne d'entraînement haute vitesse et la démarche de la conception par optimisation multicritère sont introduits. Les **Chapitres 2** et **3** présentent, respectivement, la modélisation analytique multiphysique et le problème d'optimisation de l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse. Les **Chapitres 4** et **5** présentent, respectivement, la modélisation analytique multiphysique et le problème d'optimisation séquentiel de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Le **Chapitre 6** est enfin consacré à l'optimisation globale de la chaîne « ECS électrique ».

Chapitre 1

**Contexte de l'avion plus électrique et
démarche de conception intégrée par
optimisation**

1.1 Contexte aéronautique et présentation du projet

Le secteur aéronautique prévoit une grande croissance du trafic aérien pour les prochaines années. En 2000, le parc aérien se composait d'environ 18 000 avions et les prévisions montrent que ce nombre devrait doubler en 2020. En 2001, le Conseil pour la Recherche Aéronautique en Europe (ACARE) a proposé des objectifs ambitieux vis-à-vis de la problématique environnementale du secteur aéronautique [ACA01]. Ces objectifs concernent les avions qui seront mis en service à partir de 2020 et sont définis par rapport aux données de l'an 2000. Ils visent à réduire :

- de 50 % les émissions de CO₂ ;
- de 80 % les émissions d'oxyde d'azote (NO_x) ;
- de 50 % les niveaux de bruit (nuisance causée par le bruit de jet moteur).

Concrètement par exemple, pour des avions type court courrier (temps de mission d'environ 500 minutes), cela nécessite une réduction :

- entre 15 et 20 % de la masse (soit l'utilisation d'environ 60 % de matériaux composites) ;
- entre 0.8 et 1.3 % de la traînée (force qui empêche l'avancement de l'avion) ;
- entre 1.5 et 2.4 % de kérosène consommé sur la mission (soit entre 125 et 200 tonnes de kérosène par avion et par an) ;
- d'émission de CO₂ au minimum de 400 tonnes par avion et par an.

D'autres objectifs sont aussi proposés, vis-à-vis de la réduction de la charge environnementale créée par la production et le retrait de service des avions. Afin d'accélérer la progression de l'industrie et de répondre aux objectifs définis par ACARE, plusieurs projets de grande envergure tels que SESAR [Sesar] et CleanSky [CleanSky] ont émergé. Plus récemment, la Commission Européenne a élaboré en début de 2011 une nouvelle stratégie long terme. Les grands objectifs environnementaux fixés à l'horizon 2050 (toujours par rapport aux données de l'an 2000) pour les futurs avions sont [ACA10] :

- une réduction de 75 % des émissions de CO₂ par passager par kilomètre ;
- une réduction de 90 % des émissions d'oxyde d'azote (NO_x) ;
- une réduction de 50 % du bruit.

Ces nouveaux objectifs impliquent d'importantes évolutions technologiques. Pour répondre à cette problématique, des investissements conséquents ont été consentis dans le secteur aéronautique pour soutenir les efforts en matière de recherche et de développement dans différents domaines (architecture, profils aérodynamiques, matériaux composites, acoustique, électrique, etc.).

Le contexte de ce travail aborde le domaine de l'électrification des systèmes. Actuellement, l'électrification intensive des avions constitue une transition technologique qui touche toutes les parties intégrantes d'un aéronef. Dans cette révolution technique, associée à une croissance de la puissance électrique embarquée, les modifications majeures de génération et de distribution de l'électricité à bord induisent des ruptures technologiques sur la plupart des équipements.

Il paraît donc logique de dire que le concept de l'avion électrique est lié à l'augmentation du vecteur énergétique électrique au détriment des autres énergies maîtrisées jusqu'à présent : mécanique, hydraulique et pneumatique. Les systèmes pneumatiques, dans le jargon aéronautique : les ECS « Systèmes de Contrôle d'Environnement », axe de ce travail, doivent désormais proposer des solutions entièrement électriques.

1.1.1 L'avion d'hier, d'aujourd'hui et de demain : du « conventionnel » au « tout électrique »

L'« avion conventionnel » (cf. Fig. 1-1a) comporte différentes sources d'alimentation « hors propulsion » appelées sources secondaires. Nous distinguons plus particulièrement quatre sources énergétiques : mécanique, pneumatique, hydraulique et électrique [CRO90, QUI93, JON99, MOI98, MOI99, HOWS03, LAN05, LER06, ROS07, HAN08, SAU09, ROB11, 3EI11] :

- **l'énergie mécanique** est produite sur l'arbre des turboréacteurs. Cette puissance mécanique est distribuée à la boîte d'accessoires « Gearbox ». Son rôle est d'entraîner mécaniquement les pompes de lubrification, les pompes à carburant, les pompes hydrauliques et les générateurs électriques ;
- **l'énergie pneumatique** est issue du prélèvement d'air chaud fortement comprimé au niveau des turboréacteurs de l'avion. Classiquement appelé système « *bleed* » de traitement d'air, cette énergie est utilisée pour alimenter le système de contrôle de l'environnement « ECS – *Environment Control System* » (abordé en détail dans la **section 1.2**) et fournir de l'air chaud pour le système de protection antigivrage « WIPS – *Wing Ice Protection System* » ;
- **l'énergie hydraulique** est générée grâce à l'entraînement mécanique de pompes hydrauliques par le turboréacteur. Ces pompes sont appelées « EDP – *Engine Driven Pump* » et il existe trois circuits hydrauliques indépendants. L'énergie hydraulique est responsable de la fourniture de puissance nécessaire pour diriger l'avion. Elle pilote donc les actionneurs de commandes de vol (becs, volets, spoilers, ailerons, gouvernes, plan horizontal, etc.), les freins du train d'atterrissage et le système d'armes dans le cas d'avions militaires ;
- **l'énergie électrique** est obtenue par l'entraînement mécanique du turboréacteur (similaire aux pompes hydrauliques citées précédemment). Pour les anciennes générations (avant l'A380) l'électricité à bord est à fréquence fixe, générée à partir de générateurs appelés « IDG – *Integrated Drive Generator* » constituant le réseau alternatif triphasé principal de tension de 115 à 200 V_{AC}. A ce niveau, il existe un étage régulateur de fréquence appelé « CSD – *Constant Speed Drive* » conférant au réseau une fréquence fixe de 400 ± 30 Hz. Pour les faibles charges il y a aussi un réseau secondaire continu de tension 28 V, obtenu à partir du réseau principal à travers des transformateurs et des redresseurs.

De nos jours, la puissance électrique embarquée est en constante augmentation. La tendance des dernières années montre que l'électrification de l'avion présente de nombreux avantages pour l'avenir du secteur aéronautique (listés plus loin). Nous parlerons du concept de l'avion tout électrique « AEA – *All Electric Aircraft* » [ROS07, ROB11]. Ce concept, né dans les années 70, s'est progressivement développé dès les années 90 au travers de programmes militaires. Une distribution entièrement électrique remplacerait les pompes actuelles et toutes les commandes de vol et de frein se feraient électriquement via un réseau électrique homogène.

A l'heure actuelle en Europe, comme tremplin vers la structure toute électrique, une solution provisoire a été proposée. Il s'agit du concept de l'avion plus électrique « MEA – *More Electric Aircraft* » [ROS07, HAY09, ROB11]. Dans ce concept, l'avion possède certaines fonctionnalités de la future structure toute électrique envisagée, mais certaines fonctions demeurent dans des technologies traditionnelles hydrauliques et pneumatiques (avion « *bleed* »). La transition de l'« avion conventionnel » vers l'« avion tout électrique » exige un avancement progressif maîtrisable. Cette démarche progressive, passant par le « MEA » est intéressante parce qu'elle diminue les risques qu'un changement radical aurait pu engendrer.

L'avion Airbus A380 a guidé les premiers pas du concept « MEA ». Il faut préciser que, dans cette transition, les sources pneumatique et hydraulique sont toujours présentes. La transition de l'« ECS pneumatique » (ou « conventionnel ») à l'« ECS électrique » est détaillée dans la **section 1.2**. Comparés aux avions précédents, l'A380 a été partiellement « électrifié » au niveau des commandes de vol (un réseau électrique, deux hydrauliques). La Fig. 1-1b illustre cette hybridation « électro-hydraulique ». Globalement, les circuits hydrauliques sont commandés par des actionneurs à puissance électrique. Comme nomenclature dans le jargon de l'avion plus électrique, les actionneurs à puissance électrique sont appelés « EMA – *Electro-Mechanical Actuator* » ou « EHA – *Electro-Hydrostatic Actuator* ». Techniquement, ils sont commandés à partir d'un bus alternatif avec un bus continu intermédiaire alimentant des onduleurs MLI et des moteurs synchrones à aimants.

Le marché aéronautique a apporté, depuis 2007, diverses avancées technologiques telles qu'un réseau de secours totalement électrique, ainsi qu'un réseau alternatif à fréquence variable « de 360 à 800 Hz » réalisé par les « VFG – *Variable Frequency Generator* ». La suppression de la « Gearbox » (CSD) a pu réduire les dimensions donc la masse des turboréacteurs. C'est notamment grâce à la pénétration de plus en plus forte des composants et systèmes électroniques de puissance que cette mutation a pu opérer.

A titre comparatif, dans un avion conventionnel, la puissance à bord ne représente que de 3 à 5 % de toute la puissance développée par les turboréacteurs. Ce pourcentage varie bien évidemment selon la phase de vol, selon le turboréacteur installé et le type d'aéronef. Les améliorations dues à l'électrification de l'avion ne peuvent affecter qu'une petite partie de ce pourcentage déjà faible. Pour apporter une amélioration substantielle des coûts d'exploitation directs des compagnies aériennes, les systèmes embarqués du futur doivent être plus économiques en carburant, plus légers et plus fiables [FAL05].

Par exemple, comparés à d'autres avions de type gros porteur (plus de 200 passagers), l'A380 bat ses concurrents principalement par ses coûts d'exploitation. En effet, il consomme moins de 3 litres/100 km par passager, contre 5 litres/100 km pour les autres avions. Indépendamment de la satisfaction des nouvelles contraintes environnementales définies par l'ACARE (citées au début de ce chapitre), il faut également se préoccuper des difficultés liées à l'approvisionnement en nouveaux matériaux et donc de son impact sur le coût.

Toujours dans le contexte du « MEA », le projet de l'avion Airbus A350 (prévu pour 2014) intègre les systèmes électriques de l'A380, mais propose un « doublement de tension » puisque les VFG, générateur toujours à fréquence variable, alimenteront le réseau électrique sous 230 V_{AC}. Par contre, la conception de ce nouvel avion fait davantage appel aux matériaux composites pour lesquels il y a aujourd'hui peu de fournisseurs. Cette problématique concerne à court terme l'A350 (composé de 52 % de matériaux composites) et à moyen terme le futur successeur de l'A320. Signalons que l'accès aux matières premières (matériaux composites, mais aussi aimants, aluminium, etc.) constituera un enjeu majeur pour les décennies à venir dans ce secteur. De façon générale, les enjeux majeurs peuvent se résumer à :

- préserver la qualité et réduire les masses et les coûts de développement des technologies ;
- résoudre les problèmes de confort et d'environnement ;
- augmenter la sécurité des vols.

Les avancées récentes dans les domaines de l'électronique de puissance et de commande donnent l'élan nécessaire pour améliorer la performance, notamment en termes d'intégration (masse, volume) et la fiabilité des systèmes électriques à bord. Pour réussir la transition vers un avion tout électrique (AEA, cf. Fig. 1-1c), un des points clés concerne aussi la thermique, avec la nécessité de refroidir ces systèmes électriques et électronique de puissance de façon fiable et compacte.

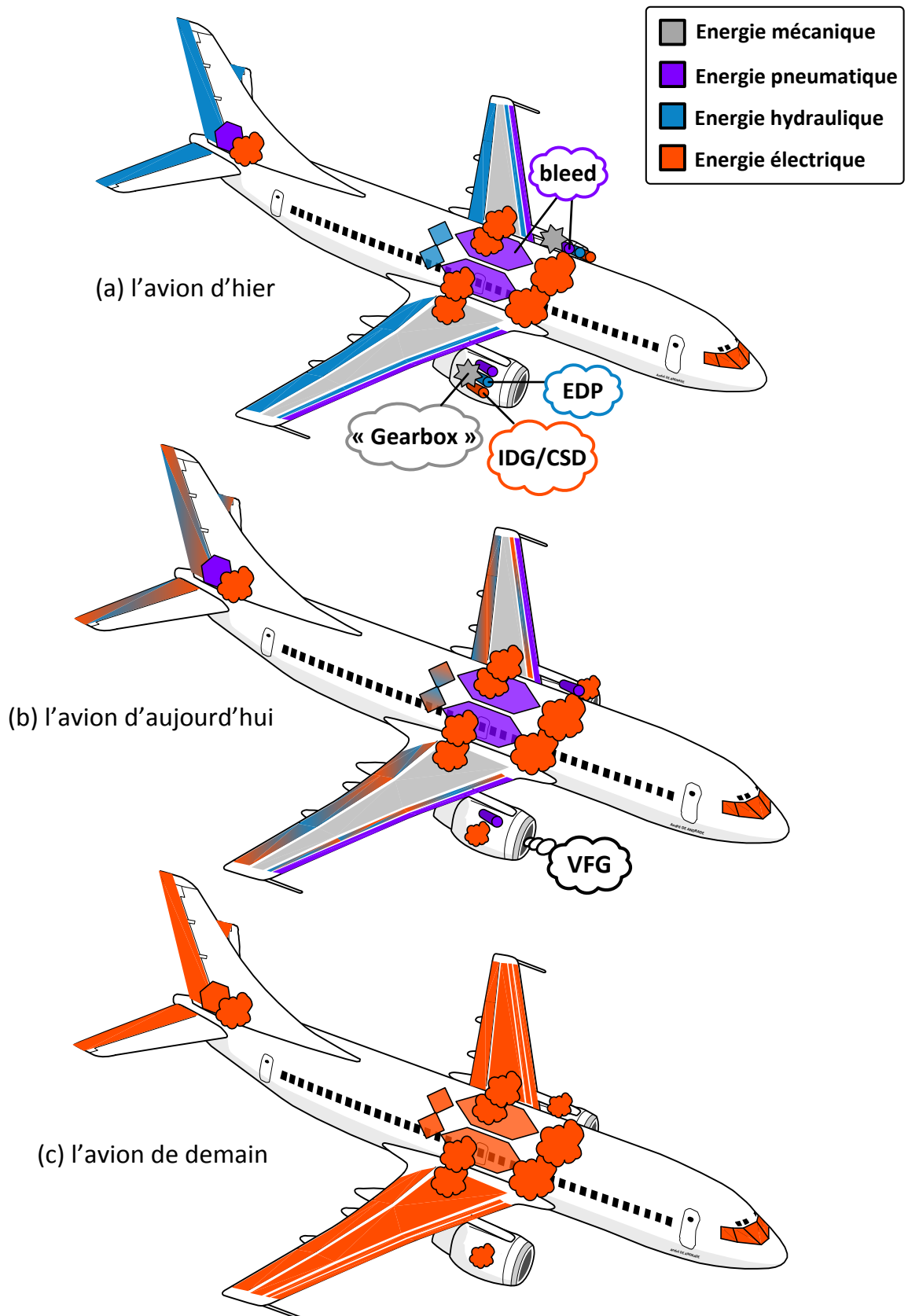


Fig. 1-1 : Du conventionnel au tout électrique : électrification du réseau à bord

L'architecture « AEA » requiert une reconfiguration importante du réseau de distribution embarqué (présenté dans la **section 1.1.4**). Un cas typique d'électrification a été récemment proposé par Boeing sur son avion « *bleedless* » (sans réseau pneumatique) B787, sur lequel le conditionnement d'air (ECS), le dégivrage (système WIPS), le freinage, etc. sont exclusivement à puissance électrique. Techniquement, les systèmes d'actionnement à puissance électrique constituent une alternative performante aux autres sources secondaires traditionnelles. Le remplacement total des sources secondaires par la source d'origine électrique présente par exemple comme bénéfices potentiels :

- une **réduction du poids** : les systèmes pneumatiques et hydrauliques sont très encombrants et lourds. Ils contribuent fortement au poids de l'avion. Le gain de masse n'est pas acquis aujourd'hui avec l'avion plus électrique, mais les perspectives de progrès sont substantielles ;
- une **réduction de la consommation de carburant** : l'énergie pneumatique s'appuie sur l'air comprimé à partir des turboréacteurs. Cette énergie est donc générée au détriment de la consommation de carburant. Elle n'a aucune contribution à la poussée des turboréacteurs (plus de détails sont présentés dans la **section 1.2**) ;
- une **augmentation de l'efficacité énergétique** : les systèmes pneumatiques et hydrauliques sont moins efficaces que les systèmes électriques. Les pertes dans les conduites pneumatiques/hydrauliques sont plus élevées que dans les câbles électriques. Cela signifie que la consommation d'énergie des systèmes hydrauliques et pneumatiques est à tout instant plus élevée que nécessaire. De plus, ces systèmes n'ont pas l'avantage du système électrique de pouvoir être allumés/éteints en fonction de l'énergie demandée ;
- une **amélioration de la maintenabilité** : le passage à un vecteur énergétique unique avec des systèmes tous électriques offre des gains en termes de rationalité : moins de pièces de rechange et moins d'outils d'entretien. Il offre une amélioration significative du point de vue diagnostic et détection de défauts par les techniques de test intégré « BIT – *Built-in-Test* ». Cette amélioration réduit nettement l'indicateur de maintenabilité « MTTR – *Mean Time To Repair* », soit une réduction du temps moyen de réparation par avion ;
- une **amélioration de la disponibilité du système et de la fiabilité** : la distribution électrique est plus pratique et offre grande souplesse de reconfiguration du système en cas de panne par exemple (difficile à réaliser avec le système hydraulique). Même si les systèmes d'actionneurs traditionnels, servocommandes hydrauliques notamment, sont très fiables, les systèmes d'actionnement à puissance électrique, électromécaniques « EMA » et électro-hydrostatiques « EHA » améliorent de jour en jour leur fiabilité : ceci se mesure à travers l'indicateur de « MTBF – *Mean Time Between Failure* », soit une augmentation du temps de fonctionnement moyen entre défaillances consécutives [**SAG08**] ;
- une **amélioration de la sécurité de fonctionnement de vol** : une configuration électrique interconnectant les différents sous-systèmes à bord d'un avion permet d'effectuer une surveillance plus efficace (le « health monitoring »). Cette surveillance permettra d'éviter les défaillances de mode commun ou défaillances simultanées, caractérisées une par la mise en défaut de plusieurs sous-systèmes dépendant d'une seule cause de panne initiale ;
- une **simplification des systèmes d'actionnement** : le réseau de bord étant composé de plusieurs charges entraînées par des actionneurs électriques, l'insertion des paliers magnétiques supprimerait tous les systèmes d'huile [**HOWS03**, **FAL05**, **ROS07**]. Leur utilisation dans les circuits de démarrage des turboréacteurs et de l'APU « Auxiliary Power Unit » est envisagée. Dans l'**Annexe A** les avantages des paliers magnétiques sont listés.

Il est important de préciser que tous les bénéfices cités de l'avion tout électrique ne seront envisageables que si l'industrie de l'entretien des aéronefs change elle-aussi son infrastructure. Ce changement est nécessaire afin que l'industrie puisse tirer profit des avantages des technologies électriques. D'autres évolutions sont donc nécessaires pour fournir des plateformes applicatives adaptées et appropriées aux nouvelles technologies.

1.1.2 Projets de recherche

Depuis une quinzaine d'années, plusieurs projets de recherche ont démarré suite aux investissements importants consentis par le secteur de l'aéronautique pour accentuer l'électrification de l'avion. Plusieurs domaines sont concernés, par exemple : énergie à bord, matériaux et procédés, architecture du réseau, maintenance, instrumentation, fonctionnement des convertisseurs et actionneurs en environnement sévère, systèmes de refroidissement, intégration et mutualisation des équipements, matériaux composites, éco-conception, etc.

Dans le cadre de l'innovation vers des systèmes embarqués plus électriques, les **projets européens** POA « *Power Optimized Aircraft* » [FAL06] de 2002 à 2005 et MOET « *More Opened Electrical Technologies* » [MOET] de 2006 à 2009 ont visé à une meilleure intégration de l'électricité à bord des avions. Les solutions exploitables par les équipementiers et systémiers de l'aéronautique sont les résultats de nombreux travaux de recherche directement corrélés à ces deux projets européens. Suite à l'analyse de différentes structures de systèmes embarqués (conventionnelles et plus électriques), le programme POA a montré qu'avec le concept « MEA » une rationalisation énergétique de la gestion d'énergie électrique à bord de l'avion est envisageable.

Les études de ce projet ont abouti à l'élaboration de plusieurs prototypes et ont eu comme principaux résultats une réduction de 25 % de la puissance crête non-propulsive dans certaines phases de vol [FAL06] (voir Fig. 1-2). Les résultats ont aussi montré qu'une réduction de 5 % de la consommation en carburant était possible, avec des diminutions des coûts de maintenance et une augmentation de la fiabilité et de la sécurité des systèmes embarqués.

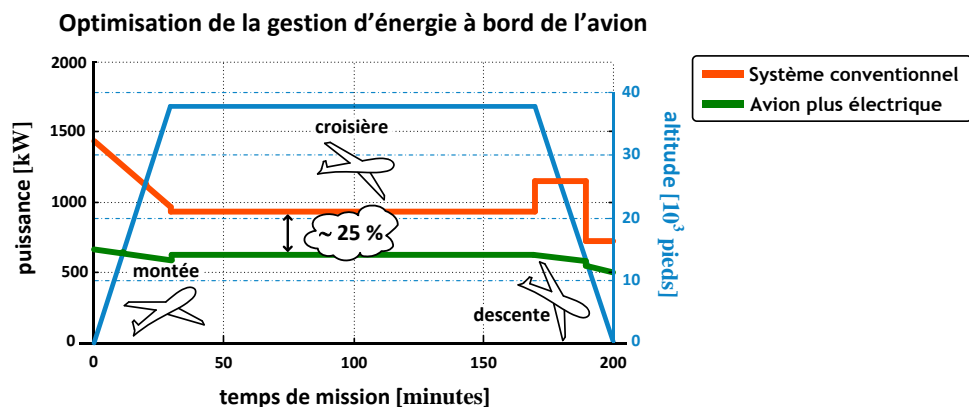


Fig. 1-2 : Projet POA – puissance non-propulsive (avion de 350 passagers) : « conventionnel » versus « MEA »

Le projet MOET a permis de continuer les investigations sur l'architecture, l'électronique de puissance et les moyens d'essais initiés par le projet POA. En résumé, le projet visait à :

- la définition et la validation de nouvelles architectures électriques pour des puissances embarquées allant jusqu'à 1 MW ;
- la définition de nouveaux équipements électriques pour remplacer les solutions hydrauliques et pneumatiques conventionnelles ;
- l'intégration des équipements (en termes de masse et du volume encombrant) ;
- le développement d'un environnement logiciel de conception des systèmes de puissance.

Nous citons aussi les **projets régionaux PREMEP (section 1.1.3)**, l'Institut de Recherche Technologique (IRT AESE) et le projet CORAC – GENOME « GEstioN OptiMisée de l'Energie » [GENOME]. Ce dernier devrait démarrer en fin d'année 2012 et propose des ruptures technologiques permettant d'envisager un gain de performances supplémentaires pour être attractif devant des technologies plus matures mais présentant *a priori* des perspectives d'évolution inférieures.

1.1.3 Projet PREMEP

Dans le cadre d'un projet Etat-Régions Midi-Pyrénées et Aquitaine, labellisé par Aerospace Valley avec plus de 6.5 M€ d'investissements, le projet **PREMEP** (Projet de Recherche Moteur/Electronique de Pilotage) cherche depuis la fin de l'année de 2008 à optimiser l'ensemble actionneur électrique/électronique de commande dans l'environnement aéronautique embarqué.

Visant l'innovation, la recherche et le développement, ce projet pointu est porté par les sociétés LIEBHERR-Aerospace Toulouse (LTS) et SAFRAN/Technofan avec plusieurs PME des deux régions et le laboratoire **LAPLACE**. Cette mutation technologique engendrée par la recherche autour de l'avion tout électrique leur permettra de rester au premier plan au niveau européen et de se positionner comme acteurs majeurs au niveau mondial.

PREMEP ambitionne des solutions techniques pour le réseau électrique de nouvelles générations d'avions dits « plus ou tout électrique » (MEA ou AEA) cités dans la **section 1.1.1**. Les principaux défis à relever concernent le besoin de surveillance des équipements pour une maintenance prédictive, le doublement de la tension de distribution (cf. **section 1.1.4**) et son passage en continu « HVDC – High Voltage DC network », le **traitement et le conditionnement d'air**. Les deux derniers font l'objet de cette thèse. Dans le cadre du projet **PREMEP**, les travaux de doctorat sont réalisés en collaboration avec la société **LIEBHERR-Aerospace Toulouse SAS (LTS)** et le groupe de recherche **GENESYS du laboratoire LAPLACE**.

1.1.4 Canal de puissance « nouvelle génération » Airbus : qualité du réseau de bord HVDC de l'avion

Le prochain pas vers l'électrification de l'avion engendre une remise en question du réseau de distribution d'énergie à bord. Le premier changement a été proposé sur l'A380 et l'A350, avec un réseau alternatif de fréquence « f_{GENE} » variable de 360 à 800Hz dépendant du régime du turboréacteur. De façon plus prospective, pour répondre à l'augmentation des besoins en puissance, il est probable que les futures générations d'avions Airbus seront équipées d'un réseau haute tension continu appelé « HVDC – High Voltage Direct Current » [**HUU08, SAU09**]. Le choix des niveaux de tension « U_{HVDC} » retenu est de « 540 V_{CC} » en différentiel, plus précisément de « $\pm 270 V_{CC}$ » pour limiter les tensions d'isolement par rapport à la carcasse avion.

Le fait d'augmenter le niveau de tension permet en premier lieu de réduire la section des câbles pour une même quantité de puissance. Cela entraîne une réduction non négligeable de la masse embarquée. Par exemple, une tension multipliée par deux engendre une diminution de moitié de la masse de câbles embarquée. L'autre avantage est qu'avec l'intégration croissante de l'électronique de puissance, le fait d'avoir une tension continue distribuée réduit énormément le nombre d'étages de redressement et facilite la mutualisation des équipements. Il faut préciser que la génération du réseau continu est réalisée en amont au niveau des turboréacteurs (cf. Fig. 1-3).

Par contre, les problématiques engendrées par le passage du réseau alternatif au réseau continu sont diverses : stabilité du réseau, contenu harmonique de la tension délivrée et du courant absorbé par l'ensemble des charges, perturbations électromagnétiques, etc.

D'autre part, il y a aussi des inconvénients liés à l'insertion d'un réseau haute tension continue (HVDC) dans un environnement sévère (à taux d'humidité et pression fortement variables) vis-à-vis des décharges partielles [KOLI09]. Ce point ne sera pas étudié dans nos travaux de thèse mais fait l'objet de travaux complémentaires.

☑ « Composants de la qualité du réseau de bord de l'avion »

L'électrification du réseau des futurs avions doit respecter un certain nombre de contraintes pour assurer la qualité de l'énergie transitant entre le bus HVDC et les différentes charges « avionables ». La « qualité réseau » impose un niveau maximal de pollution harmonique à ne pas dépasser. Sa maîtrise comporte deux aspects :

- la définition précise des caractéristiques du réseau de bord de l'avion en termes de pollution maximale admissible ;
- les critères/contraintes de conception correspondant aux exigences auxquelles les systémiers et les équipementiers aéronautiques doivent répondre.

La puissance embarquée est associée à un pourcentage élevé de charges non-linéaires (typiquement 40 à 70 % [LAD05]). Ce pourcentage est associé aux convertisseurs de puissance des actionneurs électriques. A gauche de la Fig. 1-3 la génération d'énergie du canal HVDC est présentée de façon simplifiée. A droite de ce synoptique, certaines « grosses charges » connectées au réseau HVDC sont aussi mentionnées [HEN07]. En particulier, la charge « ECS » constituant le cœur de notre étude sera détaillée dans la **section 1.2**.

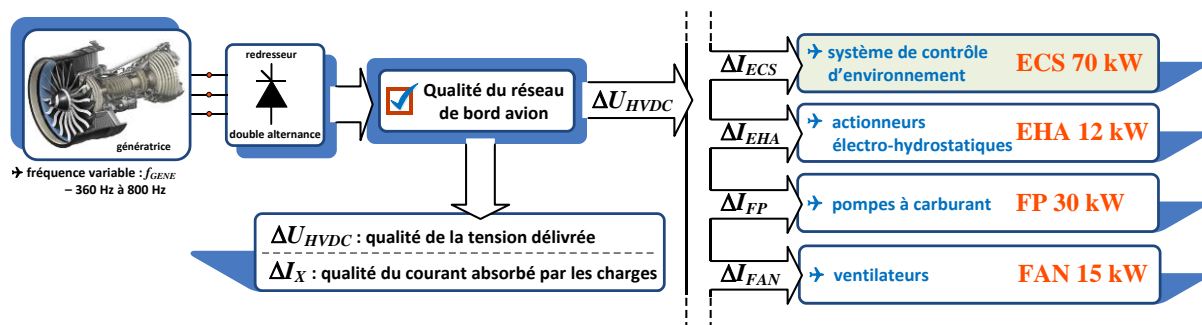


Fig. 1-3 : Exemple de réseau HVDC – rôle de la « qualité réseau » : niveaux de puissance d'un avion de type A320

Divers phénomènes peuvent occasionner des problèmes susceptibles d'affecter le bon fonctionnement des systèmes, par exemple :

- l'apparition de composantes continues ;
- l'augmentation des harmoniques de tension et de courant ;
- les coupures brèves ;
- les creux de tension en cas de panne ;
- les fluctuations lentes de tension ;
- les variations de fréquence de l'alimentation (rotation du turboréacteur) ;
- les déséquilibres de tension (charges monophasées ou triphasées déséquilibrées raccordées).

☑ Les contraintes « CEM »

La qualité réseau doit prendre en compte les perturbations électromagnétiques et la CEM « compatibilité électromagnétique » [SCH00, GEN08, JET08] : ce point n'est pas intégré à notre étude. La CEM traduit l'aptitude du réseau à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables. Techniquement la CEM reflète la « cohabitation » des courants forts (partie puissance) et faibles (partie commande) sans créer de dysfonctionnements du système.

Une mauvaise CEM peut engendrer des perturbations résultant en brutales variations de tension « dV/dt » et de courant « di/dt ». A ces perturbations certains dysfonctionnements sont associés, comme par exemple des perturbations rayonnées ou conduites en mode commun (entre les courants et le câble de terre) et/ou en mode différentiel (entre conducteurs). L'influence de la CEM dans le réseau embarqué aéronautique est aujourd'hui un thème très présent. L'étude de [BEL11] a comparé plusieurs structures de convertisseurs vis-à-vis des contraintes CEM imposées. Il a été par exemple montré que la mise en parallèle de bras de l'onduleur permet l'amélioration des spectres CEM. Dans [VID08], concernant la variation de vitesse des machines électriques, une nouvelle stratégie de commande MLI pour onduleurs multiveaux a cherché à réduire les problèmes CEM. Le travail de [BAP09] analyse la prévision de la CEM dans l'intégration de nouvelles structures électroniques à semi-conducteurs. Dans les travaux de [REV03, JET08], l'intérêt a plutôt été d'exploiter des méthodes pour estimer les perturbations conduites CEM de mode commun (les courants et les tensions) dans le domaine fréquentiel aux différents points du circuit dans un ensemble « convertisseur-machine ».

☑ La qualité réseau : standards HVDC en cours de définition

Afin de garantir la qualité de l'énergie il est nécessaire de fixer des limites concernant les perturbations engendrées par les différentes charges couplées au réseau avion. Le dimensionnement des réseaux embarqués aéronautiques doit assurer le respect des normes aéronautiques en vigueur et en tout rigueur. Les principales normes aéronautiques sont citées dans le travail de [JET08].

Concernant l'électrification de l'avion vers un réseau continu « $U_{HVDC} = \pm 270 V_{DC}$ », les normes aéronautiques sont en cours d'élaboration. Ce travail en cours de spécification aborde les aspects plus variés de la distribution électrique. Parmi ces différents aspects, les normes en cours de développement considèrent la fiabilité, la robustesse et la stabilité du réseau face à différentes situations possibles lors d'une mission de vol. La fiabilité du réseau HVDC peut être résumée comme étant l'aptitude du réseau à accomplir les fonctions demandées par les différentes charges couplées pendant toute sa « durée de vie » : il est ici question de la prise en compte du MTTF « *Mean Time To Failure* » du réseau. La robustesse est traduite par la capacité du réseau HVDC à résister et à s'adapter aux différents types de perturbations tout en assurant les points de fonctionnement au cours de la mission de vol demandées par les différentes charges connectées au réseau. La stabilité est la capacité du réseau, face aux variations de puissance, d'éviter tout régime oscillatoire divergeant en revenant à un état acceptable de fréquence et de tension. Cette caractéristique doit être valable aux trois régimes possibles de fonctionnement :

→ régime statique

- ✓ ce régime a lieu lorsque le réseau est soumis à de petites perturbations, il revient à son fonctionnement initial avec d'éventuelles oscillations amorties jusqu'à l'équilibre.

→ régimes transitoires normaux

- ✓ concernent le changement d'un état stable statique à un autre, suite à un régime dynamique attendu ou provoqué. L'équilibre s'accompagne d'un régime oscillatoire amorti considéré comme acceptable vis-à-vis des intervalles de tension « ΔU_{HVDC} », de fréquence « Δf_{GENE} » et de durée « Δt » prédéfinis inférieurs à des valeurs acceptables.

→ régimes transitoires anormaux

- ✓ le réseau HVDC doit être capable d'éviter tout régime oscillatoire divergeant et de revenir à un état stable acceptable, y compris lors des scénarios critiques ou de modes de défauts tels que le court-circuit, la perte de fonctionnement de certaines parties du réseau, la perte de l'alimentation principale, etc.

Ayant souligné cet ensemble de points, il paraît évident que la qualité réseau joue un rôle primordial dans la conception des futurs systèmes avioniques embarqués. Il y a deux façons de considérer la problématique de qualité réseau :

- l'une « **globale** » (énergétique), s'apparentant à la définition de taux de distorsion harmonique (THD) en tension et en courant ;
- l'autre « **localisée** », spécifiant harmonique par harmonique le contenu spectral (gabarit) à respecter, sans que la densité des raies ne soit considérée.

Les harmoniques présentes dans le réseau ont diverses répercussions :

- **effets instantanés des harmoniques sur le réseau**
 - ✓ les effets instantanés sont la conséquence des phénomènes de résonance entre l'impédance des câbles et ainsi que les condensateurs du filtre de sortie du canal de génération. Ils influent sur la forme d'onde de tension et peuvent aussi engendrer des erreurs dans les systèmes de mesure (capteurs de courant et tension) et de régulation, etc. ;
- **effets long terme des harmoniques sur le réseau**
 - ✓ les effets long terme se traduisent par une fatigue prématurée des câbles et amènent un déclassement de la qualité réseau.

Au cours de son cycle de vie, le réseau HVDC doit supporter les perturbations des différents sous-systèmes connectés au réseau. Vu du côté consommateurs, les sous systèmes charges doivent être capables de supporter les perturbations causées par le réseau et spécifiées en termes de tensions harmoniques de la source HVDC (par exemple, le THDV susceptible d'exister dans le réseau de bord ainsi qu'un gabarit en tension). A l'opposé, vu du réseau, un équipement donné ne doit pas générer des courants harmoniques trop importants.

La qualité réseau « vue dans notre étude » : perturbations conduites « basses fréquences » (0-150kHz)

Les paragraphes précédents mettent en évidence le couplage bidirectionnel entre le réseau HVDC et les différentes charges vis-à-vis d'un dimensionnement qu'il faut donc appréhender avec une « vision système ». Aujourd'hui, Airbus développe la norme [AIRBUS_N24RP0831391] appliquée à la famille des futurs avions, « **A30X** ». Cette norme spécifie des exigences pour les caractéristiques électriques des équipements dans le réseau HVDC. Ces exigences définissent :

- les caractéristiques du réseau électrique ;
- les contraintes d'installation ;
- des contraintes de qualité de puissance installée, de stabilité et de sélectivité des protections ;
- les méthodes d'essais pour la validation des équipements HVDC.

La dernière version (V2.0) de la norme date de Novembre 2011, mais nos travaux de thèse se basent sur la version V1.3, antérieure, datant de Juin 2010. La démarche de conception que nous avons mise en œuvre est tout à fait générique et pourra aisément être transposée et reproduite en tenant compte de cette nouvelle norme. La Fig. 1-4 présente les gabarits normatifs de la norme V1.3. Airbus garantit le gabarit de la Fig. 1-4a pour son réseau HVDC. L'ensemble des systémiers et équipementiers aéronautiques doivent, en contre partie, respecter le gabarit de la Fig. 1-4b pour chaque sous-système installé : gabarit pondéré en fonction de sa puissance de fonctionnement.

Nous remarquons sur la Fig. 1-4b que toutes les charges rejoignent le même niveau de pollution harmonique au point à 150 kHz. En effet, ces niveaux de perturbations sont imposés par la norme DO160D. Elle définit les limites des perturbations électromagnétiques conduites. La DO160D considère en effet les perturbations conduites par les composantes de courants comprises entre 150 kHz et 30 MHz. Il s'agit de la bande de fréquences réglementée par les normes CEM formulées par le CISPR « Comité International spécial des Perturbations Radioélectriques ».

La norme [AIRBUS_N24RP0831391] caractérise les ondulations basses fréquences, relatives au mode différentiel, et les ondulations hautes fréquences, principalement associées au mode commun. Il est considéré qu'au-delà de 150 kHz, le mode commun est prédominant. Pour cela, l'ondulation de tension « ΔU_{HVDC} » n'est pas définie. Nous pouvons tracer un « gabarit d'impédance de sortie Z_{OUT_HVDC} » vu de la source HVDC cf. Fig. 1-4c. En effet, cette notion d'impédance équivalente « vue des bornes du réseau HVDC » sera utile dans le **Chapitre 5** pour caractériser la stabilité du système vis-à-vis du critère de Middlebrook [MID76].

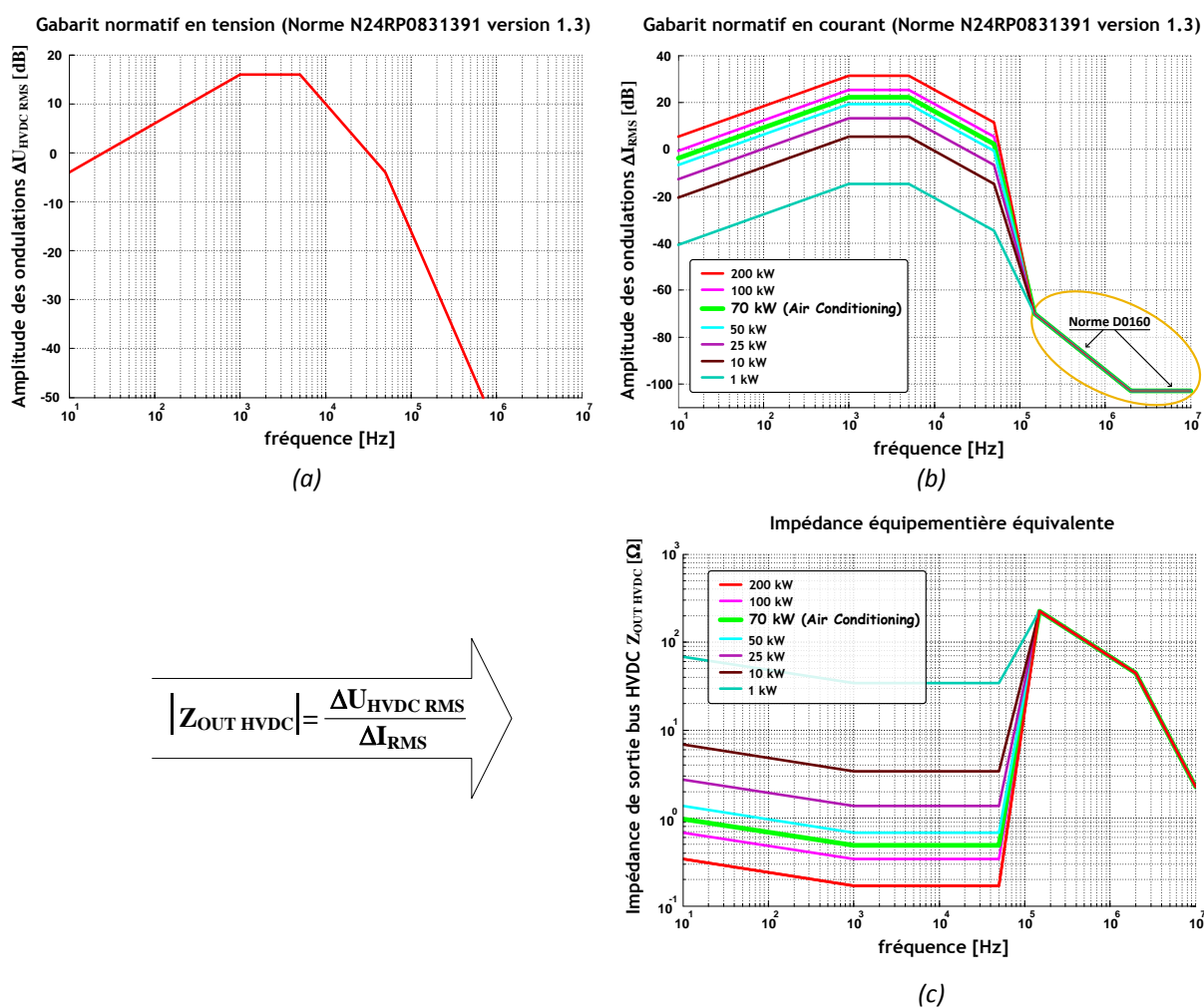


Fig. 1-4 : Gabarits [AIRBUS_N24RP0831391] : (a) en tension ; (b) en courant ; (c) impédance de sortie équivalente

En conclusion sur cette partie normative, pour que le réseau HVDC soit jugé de qualité suffisante, les harmoniques de tension et de courant sur le réseau doivent rester dans les gabarits présentés. Dans ce contexte, notre démarche de dimensionnement par algorithme d'optimisation va donc consister à trouver des solutions optimisées minimisant la masse et les pertes de la chaîne de conversion électromécanique (cf. **section 1.4**) tout en garantissant, sous forme de contrainte d'optimisation, le respect de la qualité et de la stabilité du réseau HVDC : le traitement de cette contrainte est détaillé au **Chapitre 4**.

1.2 Le système de contrôle d'environnement « ECS »

Le système de contrôle d'environnement « ECS – *Environmental Conditioning System* » assure la gestion de l'air à bord d'un avion. L'« ECS » englobe la climatisation et la pressurisation à bord assurant une zone de confort contrôlée dans les cabines pour avoir des conditions de pression, de température et de qualité de l'air compatibles avec la physiologie de l'être humain. L'« ECS » garantit aussi le refroidissement des équipements électriques et électroniques, comme par exemple, les calculateurs et les actionneurs de commande de vol. La Fig. 1-5 (a) résume les parties de l'« ECS » d'un avion conventionnel (A320 par exemple). Quatre fonctions sont distinguées :

- le prélèvement d'air sur les turboréacteurs : « *bleed system* » ;
- le système de conditionnement d'air ;
- la pressurisation et la climatisation de la cabine ; ;
- le dégivrage de certaines parties de l'aéronef.

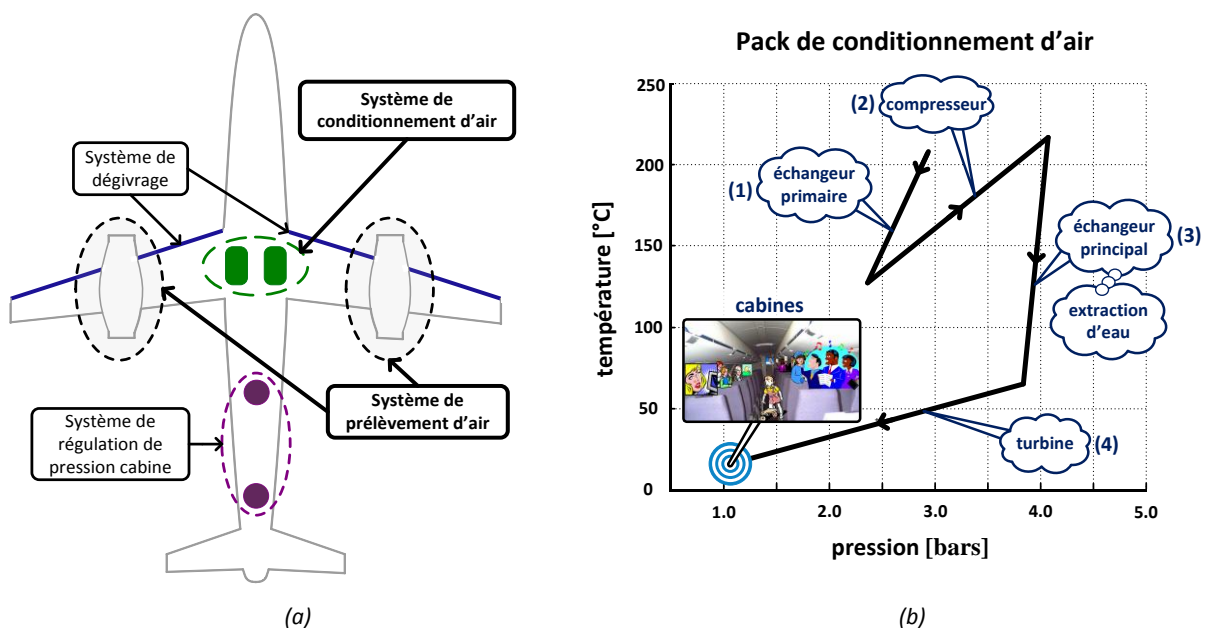


Fig. 1-5 : Traitement de l'air à bord : (a) éléments du système de contrôle et environnement « ECS » ; (b) évolution de la température en fonction de la pression du pack de conditionnement d'air (principe de la détente de l'air comprimé)

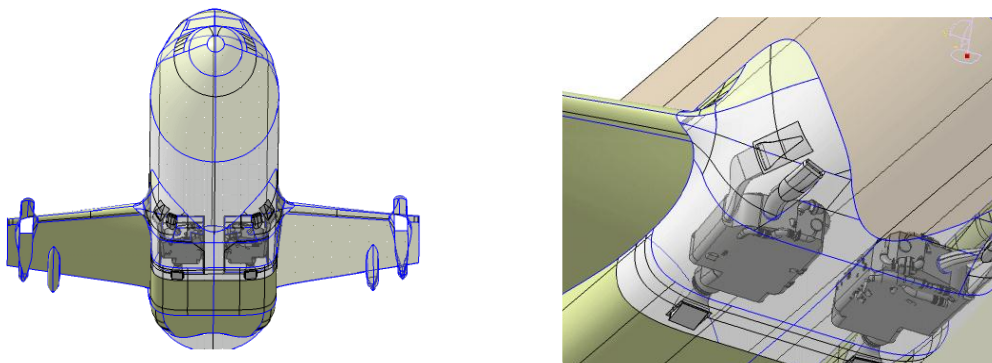


Fig. 1-6 : Placement du pack de conditionnement d'air : figures extraites de [GAL09]

En amont des systèmes de conditionnement d'air, le prélèvement d'air assure une première régulation pour maintenir une température de « $\sim 200\text{ °C}$ » et une pression de « $\sim 3\text{ bars}$ ». Le fonctionnement du pack de conditionnement d'air passe par quatre étapes cf. Fig. 1-5 (b) :

étape	élément	Fonction	température	Pression
1	échangeur primaire	récupération de l'air prélevé	~ 200 °C	3 bars
2	compresseur	réchauffement de l'air	~ 220 °C	4 bars
3	échangeur principal	refroidissement à pression constante	~ 55 °C	4 bars
4	turbine	refroidissement et détente	~ 20 °C	1 bar

Tab.1-1 : Etapes du conditionnement d'air

Ces étapes caractérisent le passage de l'air chaud prélevé à un air refroidi distribué vers les cabines. Pour la fonction génération de froid, le principe est basé sur la détente de l'air comprimé. Le principe est brièvement présenté par la suite.

1.2.1 Le prélèvement d'air « conventionnel » : « *bleed system* »

Dans le système « conventionnel », les fonctions de pressurisation et climatisation (chauffage et ventilation) sont assurées en prenant l'air chaud « ~ 400 °C » fortement comprimé « ~ 15 bars » au niveau des turboréacteurs de l'avion. La Fig. 1-7 résume le processus de génération de l'air froid à partir de l'air chaud prélevé. Les prises de pression « IPC – *Intermediate Pressure Check Valve* » et HPV « HPV – *High Pressure Valve* » sont installées sur deux étages du compresseur du turboréacteur. Ces prises permettent de prélever de l'air chaud en fonction des différentes phases du vol de l'avion.

Durant la phase de montée, le turboréacteur fonctionne à pleine puissance, l'air est prélevé sur la prise « HPV ». Pendant la phase de croisière, l'air est fourni par l'étage intermédiaire « IPC » qui offre une pression plus faible pour limiter les pénalités de consommation de carburant.

L'air passe par la vanne type papillon « PRV – *Pressure Regulating Valve* » qui sert à réduire et rendre constante la pression du flux d'air chaud. Dans l'échangeur, le thermostat « T₁ » agit sur la PRV lorsque la température à la sortie devient supérieure à « ~ 200 °C », cette action diminue le débit d'air chaud dans l'échangeur. Le thermostat « T₂ » commande la vanne « FAV – *Fair Air Valve* » afin de réguler le débit d'air froid dans l'échangeur prélevé de l'hélice de fan du turboréacteur.

La température est donc contrôlée par les débits dans l'échangeur et par les pressions d'air. Les grandeurs de sortie du système sont la température et la pression, mais seul le contrôle de la pression induit la régulation de ces paramètres [ROC05]. Le processus de prélèvement d'air décrit correspond à une étape de pré-refroidissement dans lequel le système de prélèvement d'air fournit en entrée du pack de conditionnement d'air la pression et la température réglées.

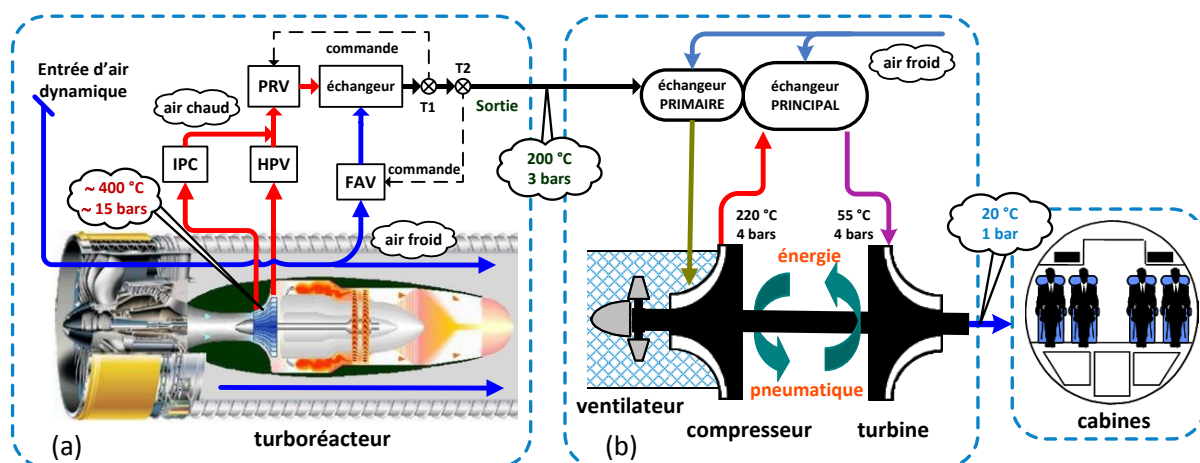


Fig. 1-7 : Traitement d'air conventionnel : (a) prélèvement d'air ; (b) conditionnement d'air

Par la suite, afin de rendre l'air respirable, l'air de prélèvement rentre dans le pack de refroidissement. Dans ce bloc, nous voyons l'apparition des turbomachines. Les plus répandues pour cette application sont les turbomachines cycle à air à trois étages (ventilateur + compresseur + turbine). Ces trois « roues » se placent sur un même arbre supporté par des paliers à air :

- le couple nécessaire à l'entraînement du compresseur est créé par la turbine ;
- dans cette structure « conventionnelle », les paliers à air (« know-how » de Liebherr Aerospace Toulouse) comparés aux roulements à billes, offrent une grande fiabilité à faible coût et l'absence de lubrification pour supporter l'arbre.

Une fois dans le pack de refroidissement, l'air passe à travers l'échangeur primaire où il est refroidi par l'air extérieur circulant autour de l'échangeur. L'air est ensuite réchauffé par le compresseur de la turbomachine cycle à air. Le passage dans le compresseur a l'objectif de remonter la pression de l'air cf. Fig. 1-5 (b) et permettre une détente plus intense dans l'étage turbine à venir. Pour la génération de l'air froid, l'air passe dans une turbine où il se détend et se refroidit. En sortie de cette turbine nous disposons d'air à pression et à température confortables pour maintenir les conditions d'ambiance de la cabine et des passagers [LIEB].

☑ Les pertes du système conventionnel

Le prélèvement « conventionnel » est une technique éprouvée, mais sa gestion d'énergie peut être améliorée sur l'ensemble de la mission de vol. En effet, l'« ECS » perturbe l'écoulement de l'air dans les étages compresseurs des turboréacteurs. Cela conduit, pour certaines phases, à une consommation de carburant légèrement supplémentaire. L'« ECS conventionnel » se caractérise donc par un couplage entre les étages de compression des turboréacteurs et le débit d'air nécessaire à son fonctionnement. Par conséquent, au cours de la mission de vol, la poussée minimale produite par les turboréacteurs peut être dictée par l'« ECS » qui requiert une pression minimale pour assurer son fonctionnement. Cet effet de « parasitage » est caractérisé par l'écart entre les niveaux de pression prélevés sur les turboréacteurs et les niveaux de pression nécessaires au fonctionnement de l'« ECS ». Les écarts sont les plus grands sur les phases de montée et de descente de l'avion. La Fig. 1-8 illustre les pertes de l'ECS avec le système de prélèvement « conventionnel ».

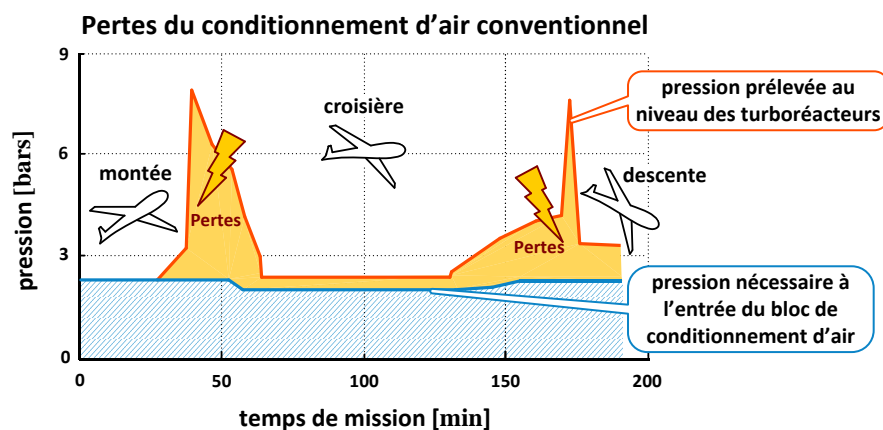


Fig. 1-8 : Cause des pertes du système « ECS conventionnel » [COU08]

Dans le contexte d'une conception optimale, visant la rationalisation de l'énergie de l'« ECS » sur la mission complète, une structure électrique s'avère sans doute plus intéressante [FAL04]. Elle permettrait la dissociation de la poussée du turboréacteur du flux d'air nécessaire en entrée de l'« ECS ». Dans ce sens, des études poussées sont dirigées par LIEBHERR-Aerospace Toulouse depuis une dizaine d'années pour aller vers un « bleed less system » (sans prélèvement d'air).

1.2.2 Le prélèvement « électrique » d'air : « bleed less system »

Le « bleed less », dans le contexte de l'avion plus électrique, est une technique qui offre une alternative aux systèmes pneumatiques, en leur proposant des systèmes à puissance électrique qui extraient l'air frais directement de l'extérieur de l'avion, appelé « air dynamique ». Cela vise une meilleure gestion de l'énergie par ajustement de la puissance consommée au juste nécessaire, notamment durant les phases de montée et de descente de l'avion. Cette amélioration étant la conséquence d'un découplage puissance/débit d'air frais en prenant l'air frais à l'extérieur et en prélevant de l'énergie électrique à partir d'actionneurs électriques.

Dans un premier temps, le « bleed less » doit être capable d'effectuer les mêmes fonctions de conditionnement d'air et de pressurisation cabine que la technique conventionnelle, éprouvée depuis plusieurs années. Dans la structure « conventionnelle », la turbomachine est entraînée par l'air à haute pression prélevé sur les turbo réacteurs. Dans l'« ECS électrique », l'objectif est donc d'entraîner directement la turbomachine par un actionneur électrique Fig. 1-9 (b). Dans cette structure et application visée par Liebherr Aerospace Toulouse, la partie mobile est suspendue par des paliers à air. L'Annexe A illustre une structure à paliers magnétiques.

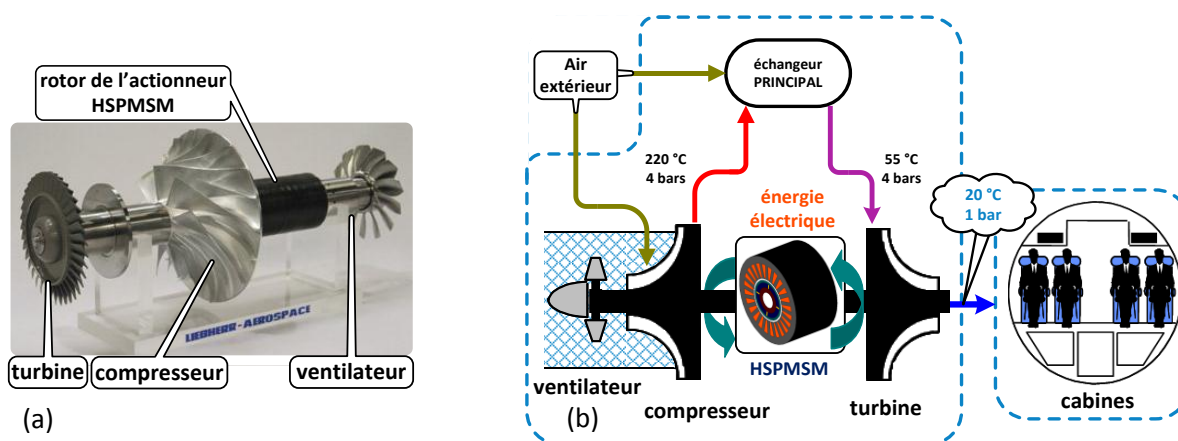


Fig. 1-9 : (a) mobile de la turbomachine motorisée ; (b) prélèvement et conditionnement d'air à puissance électrique

La réalisation de systèmes d'air à puissance électrique, capables d'effectuer les mêmes fonctions que les systèmes « conventionnels », demande des actionneurs de très fortes puissances avec des vitesses de rotation élevées pour assurer la compression du flux d'air extérieur à masse minimale. Avec l'introduction du système « VFG » à fréquence variable des turbo réacteurs (citée dans les sections 1.1.1 et 1.1.4), cette structure inclue un actionneur synchrone à aimants permanents autopiloté par un convertisseur statique. Dans le jargon anglophone des actionneurs à très haute vitesse, nous utilisons le sigle « HSPMSM – High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor ». La structure totale est désignée par le nom « MTC – Moto/Turbo/Compressor ». Pour cette application, la structure synchrone à aimants permanents à pôles lisses Fig. 1-9 (a) est la plus adaptée grâce à son faible rapport poids/puissance. Le Chapitre 2 présente les avantages de cette structure vis-à-vis de l'application « ECS électrique ».

En plus du « MTC », le pack de conditionnement d'air comprend aussi la structure « MC – Moto/Compressor » sans la partie turbine. Au sol, n'ayant pas d'air dynamique, le « MC » permet de créer la « dépression d'air » nécessaire à l'échangeur principal.

Ensuite, le compresseur et la turbine du « MTC » fournissent la quantité d'air à la température souhaitée dans les cabines. En réalité, les structures « MTC » et le « MC » sont solidaires et opérationnelles sur tout le temps de mission, en fonction de l'altitude [COU08].

☑ **Puissance et fonctionnement à très haute vitesse de rotation des actionneurs HSPMSM**

Un des défis de cette transition technologique est d’apporter de nouvelles solutions de conception des actionneurs HSPMSM de forte puissance et à très haute vitesse. En effet, les actionneurs « HSPMSM » entraînent des compresseurs centrifuges qui demandent des puissances totales embarquées de « ~ 20 à 300 kW » et des vitesses de rotation élevées « ~ de 20 000 à 100 000 tr/min » pour pouvoir assurer le taux de compression du flux d’air dynamique extérieur.

Les niveaux de puissance sont liés à la taille de l’avion et au nombre de passagers à transporter [FAL04]. La Fig. 1-10 présente l’évolution de la puissance consommée de l’« ECS électrique » selon la taille de l’avion. Elle présente aussi le comparatif de puissance en prenant en compte le dispositif de refroidissement des systèmes embarqués (non traité dans cette thèse).

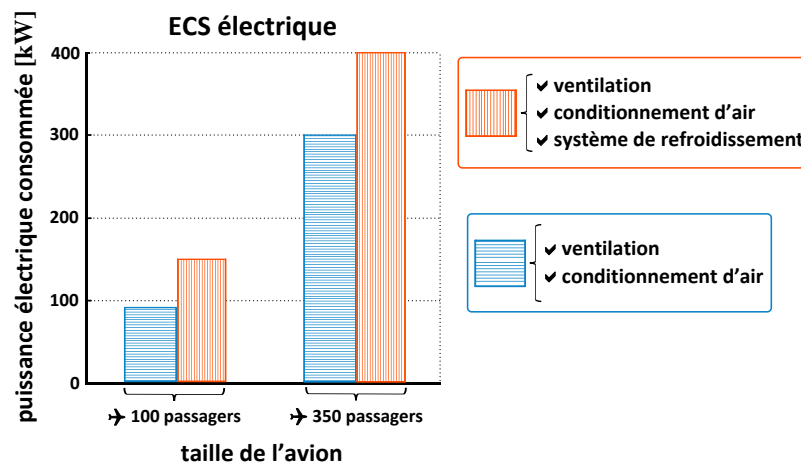


Fig. 1-10 : Puissance consommée par le système de contrôle et environnement « ECS » [FAL04]

Le cahier des charges considéré dans ce travail (présenté dans la **section 1.3.2**) concerne un avion de type A320, donc environ 150 passagers. La Fig. 1-11 présente l’état de l’art des actionneurs HSPMSM existants [ARK10]. Elle caractérise la puissance consommée en fonction de la vitesse de rotation requise en trois catégories : 1) applications industrielles ; 2) testés en laboratoire ; 3) conçus par simulation. Elle place aussi le futur actionneur HSPMSM destiné à l’« ECS électrique ».

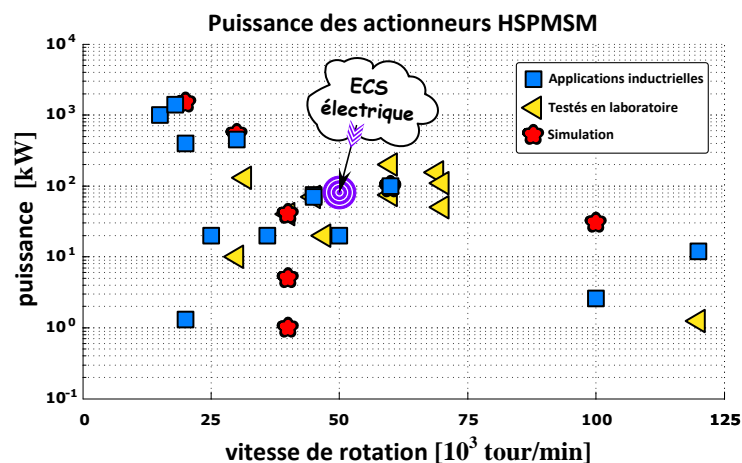
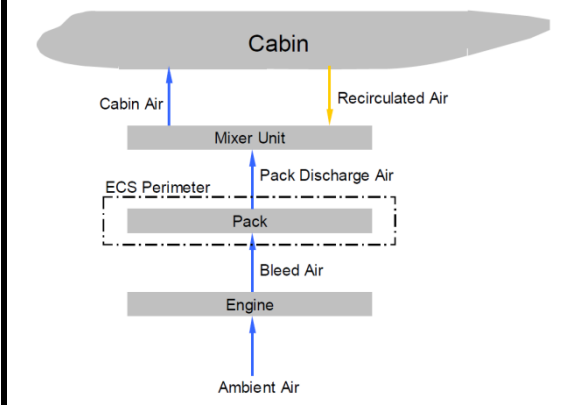
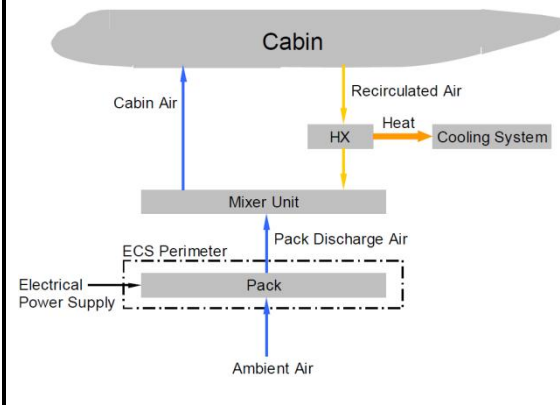


Fig. 1-11 : Etat de l’art des actionneurs HSPMSM [ARK10]

Les **Annexes A** et **B** présentent les problématiques liées à l’augmentation de la vitesse de rotation et les limites de faisabilité des actionneurs HSPMSM.

1.2.3 Comparaison entre « ECS conventionnel » et « ECS électrique »

Basé sur les sections 1.1.1, 1.2.1 et 1.2.2, le tableau Tab.1-2 compare les deux structures.

*« ECS conventionnel »	*« ECS électrique »
 <p>AVANTAGE</p> <ul style="list-style-type: none"> → masse réduite ; → technique éprouvée. <p>INCONVENIENT</p> <ul style="list-style-type: none"> → le « bleed », proche du turboréacteur subit des contraintes sévères (fortes température et pression, niveau de vibration élevé, pollution importante) ; → perturbation de l'écoulement dans les étages compresseurs des turboréacteurs de l'avion ; → rendement énergétique limité, entraînant une surconsommation de carburant ; → 2 à 5 % de la consommation du carburant est destinée au conditionnement d'air ; → le carburant représente environ 60 % du coût global de possession du pack de conditionnement d'air. <p>COMPOSANTS</p> <ul style="list-style-type: none"> → vannes, échangeurs et tuyaux haute pression. 	 <p>AVANTAGES ATTENDUS</p> <ul style="list-style-type: none"> → plus de souplesse avec la suppression des tuyauteries, des boîtes d'engrenages et des fluides ; → découplage puissance/débit d'air frais en prenant l'air frais à l'extérieur ; → meilleure gestion de la puissance consommée, surtout au décollage et à l'atterrissage des jours chauds au sol ; → les coûts d'exploitation seront bénéfiques grâce à une diminution de la consommation du carburant. <p>NOUVELLES CONTRAINTES DE CONCEPTION</p> <ul style="list-style-type: none"> → actionneurs électriques de fortes puissances (de 20 à 300 kW) à très haute vitesse (de 20 000 à 100 000 tr/min) avec un système de refroidissement optimisé ; → électroniques de puissance plus légères et compactes, plus performantes, moins chères, plus fiables avec un système de refroidissement optimisé ; → réseau de bord continu et respect de la qualité réseau (section 1.1.4). <p>COMPOSANTS</p> <ul style="list-style-type: none"> → compresseurs et turbomachines motorisés, vannes, convertisseur de puissance, actionneur HSPMSM et câbles électriques.

* Les figures présentées dans ce tableau sont extraites de [GAL09].

Tab.1-2 : Avantages, inconvénients et composants de l'« ECS conventionnel » et du futur « ECS électrique »

La Fig. 1-12 (a) présente un pack de conditionnement d'air de type « conventionnel » et la Fig. 1-12 (b) un de type « électrique » de LIEBHERR-Aerospace Toulouse.



(a)



(b)

Fig. 1-12 : Pack de conditionnement d'air : (a) « ECS conventionnel » ; (b) « ECS électrique »

Aujourd'hui, le système électrique est plus lourd que le système conventionnel (de l'ordre de ~ 50 %) car il intègre la partie électronique de puissance. Cet écart est surtout attribué au système de prélèvement électrique d'air d'environ le double de la masse du système de prélèvement pneumatique. Les travaux actuels envisagent de réduire la masse du prélèvement électrique d'environ ~ 25 %. Concernant seulement le pack de conditionnement d'air, les deux structures (conventionnelle et les premières prévisions pour le système électrique) présentent un faible écart de masse, l'« ECS électrique » étant plus lourd d'environ 10 %.

Cela signifie notamment qu'avec d'éventuelles améliorations basées sur une démarche de conception intégrée par optimisation (présentée dans la **section 1.4**), nous pourrions espérer gagner quelques kilos sur la masse totale du pack de conditionnement. D'autre part, le système électrique a aussi, pour l'instant, la caractéristique d'être plus cher à l'achat et en maintenance. Mais grâce à une meilleure exploitation issue de la technologie développée liée à la diminution de consommation de carburant, il sera plus économique au final en coût d'exploitation.

Ces données mettent en évidence la nécessité d'un dimensionnement optimisé des éléments du système de traitement d'air. Notre travail s'est concentré sur la conception par optimisation de toute la chaîne alimentant l'actionneur haute vitesse du pack de conditionnement d'air et vise à orienter les tendances de dimensionnement des différents éléments. La **section 1.4** donnera les briques nécessaires à la compréhension de la démarche considérée.

1.3 Profil d'une mission de vol avec « ECS électrique »

Un vol typique, pour un avion de type A320 [HAN08], est décrit par la Fig. 1-13. Les phases de vol (sol, montée, croisière, descente, sol) définissent des points de fonctionnement de l'actionneur (couple et vitesse) donc des niveaux de puissances différents pour l'« ECS ». L'actionneur HSPMSM est opérationnel pendant toute la durée de la mission.

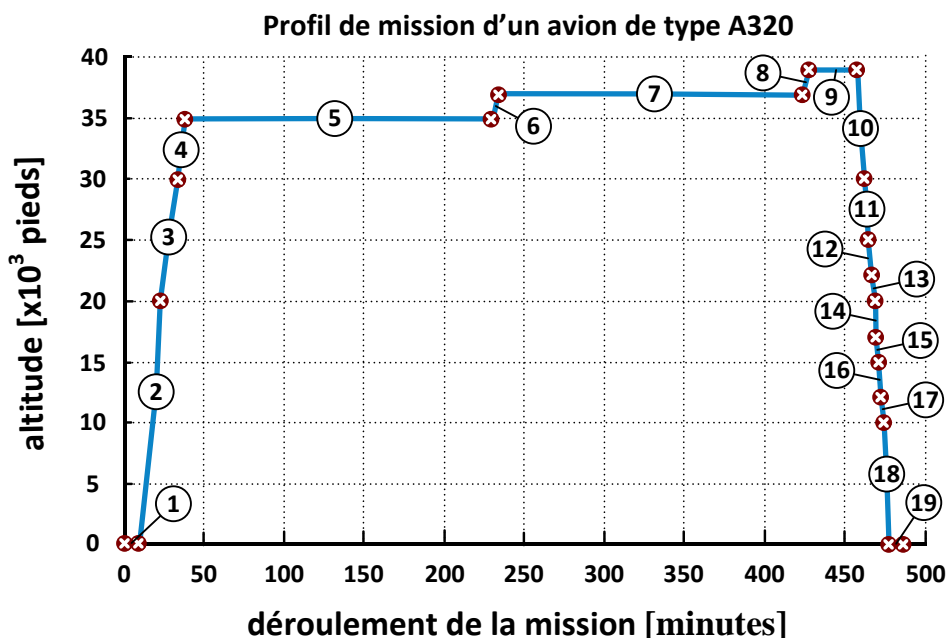


Fig. 1-13 : Profil de mission d'un avion de type A320 [PREMEP_WP6_RT_09_001]

1.3.1 Conditions climatiques extérieures

Les tableaux Tab.1-3, Tab.1-4 et Tab.1-5 présentent les valeurs de couple, de vitesse et de puissance par point du profil de mission considéré (cf. Fig. 1-13). Ces tableaux spécifient aussi la durée de chaque point de mission « Δt^{jXX} » et l'occurrence par point sur la durée totale de la mission « δ_{jXX} ». Sur l'ensemble des points du Tab.1-4 des jours chauds, le point de numéro 16 (en rouge) représente le point de puissance maximale (~ 70 kW).

« jXX » traduit les conditions climatiques extérieures : jour « standard » ($jISA$) « ISA – *International Standard Atmosphere* », jour chaud (jC) et jour froid (jF).

Une autre remarque, liée aux conditions climatiques, concerne leur répartition en fonction de leur occurrence météorologique qui est vue ici statistiquement dépendante du lieu géographique. Nous considérons la répartition « r_{jXX} » suivante pour les conditions extérieures [DA11] :

- « $r_{jISA} = 0.5$ » : 50 % du temps la journée ISA ;
- « $r_{jC} = 0.25$ » : 25 % du temps la journée chaude ;
- « $r_{jF} = 0.25$ » : 25 % du temps la journée froide.

N.B. : dans les tableaux, le sigle « PMV » correspond à « Point de la Mission de Vol »

PMV	phase de vol	C_{em} [N.m]	N [10 ³ tr/min]	$P_{méca}$ [kW]	Δt^{jISA} [min]	δ_{ISA} [%]
1	sol	9.6	32.3	32.5	9	1.86
2	montée	11.2	35.6	41.6	14	2.9
3	montée	6.1	28.8	18.3	10	2.07
4	montée	7.5	34.9	27.5	5	1.04
5+6	croisière/montée	8.1	38.0	32.3	196	40.58
7+8	croisière/montée	8.5	39.5	35.2	194	40.17
9+10	croisière/descente	8.8	41.3	38.2	34	7.04
11+12+13	descente	7.5	34.9	27.5	7	1.45
14+15+16+17	descente	6.1	28.8	18.3	6	1.24
18	descente	11.2	35.6	41.6	3	0.62
19	sol	9.6	32.3	32.5	5	1.04
durée de vol ↻					483	100

Tab.1-3 : Points de fonctionnement de l'« ECS électrique » : profil de mission de vol avion de type A320 – jour ISA

PMV	phase de vol	C_{em} [N.m]	N [10 ³ tr/min]	$P_{méca}$ [kW]	Δt^{jC} [min]	δ_C [%]
1	sol	10.7	38.9	43.6	9	1.86
2	montée	11.8	41.0	50.4	14	2.9
3	montée	8.4	40.5	35.7	10	2.07
4	montée	8.0	37.3	31.2	5	1.04
5+6	croisière/montée	8.8	41.0	37.6	196	40.58
7+8	croisière/montée	9.1	42.3	40.3	194	40.17
9+10	croisière/descente	9.4	44.2	43.7	34	7.04
11	descente	8.4	39.2	34.6	3	0.62
12	descente	7.9	36.5	30.1	2	0.41
13	descente	7.5	34.5	27.2	2	0.41
14	descente	7.0	32.5	23.9	1	0.21
15	descente	6.7	31.5	22.2	1	0.21
16	descente	15.0	43.7	68.6	2	0.41
17	descente	14.0	41.7	61.0	2	0.41
18	descente	12.9	39.9	53.7	3	0.62
19	sol	10.7	38.9	43.6	5	1.04
durée de vol ↻					483	100

Tab.1-4 : Points de fonctionnement de l'« ECS électrique » : profil de mission de vol avion de type A320 – jour CHAUD

PMV	phase de vol	C_{em} [N.m]	N [10 ³ tr/min]	$P_{méca}$ [kW]	Δt^{jF} [min]	δ_{jF} [%]
1	sol	8.0	29.5	24.8	9	1.86
2	montée	11.2	35.6	41.6	14	2.90
3	montée	6.1	28.8	18.3	10	2.07
4	montée	7.5	34.9	27.5	5	1.04
5+6	croisière/montée	8.1	38.0	32.3	196	40.58
7+8	croisière/montée	8.5	39.5	35.2	194	40.17
9+10	croisière/descente	8.8	41.3	38.2	34	7.04
11+12+13	descente	7.5	34.9	27.5	7	1.45
14+15+16+17	descente	6.1	28.8	18.3	6	1.24
18	descente	11.2	35.6	41.6	3	0.62
19	sol	8.0	29.5	24.8	5	1.04
durée de vol ↻					483	100

Tab.1-5 : Points de fonctionnement de l'« ECS électrique » : profil de mission de vol avion de type A320 – jour FROID

1.3.2 Présentation du cahier des charges : mission de vol équivalente

Afin d'intégrer le profil de mission dans notre démarche systémique de conception, nous considérons plutôt une « mission de vol équivalente », constituée d'une succession de régimes statiques de durée variable « Δt^{Eq} » cf. équation (1-1).

Ces différents régimes correspondent à des points particuliers dans le plan couple-vitesse dont l'occurrence statistique « δ_{Eq} » est fonction des **phases de vols** et des **conditions climatiques extérieures** : jour chaud (jC), jour froid (jF) et jour « standard » ($jISA$), présentées dans la **section 1.3.1** calculés par l'équation (1-2).

$$\Delta t^{Eq}(i) = r_{jC} \cdot \Delta t^{jC}(i) + r_{jF} \cdot \Delta t^{jF}(i) + r_{jISA} \cdot \Delta t^{jISA}(i) \quad (1-1)$$

$$\delta_{Eq}(i) = \frac{\Delta t^{Eq}(i)}{T_{MV}} \quad (1-2)$$

où « r_{jISA}, r_{jC}, r_{jF} » désigne l'occurrence météorologique, présentée dans la **section 1.3.1**.

« $T_{MV} = 483$ minutes » est la durée totale et « i » est i -ème point de la mission de vol.

Le tableau Tab.1-6 présente les points de la mission de vol équivalente. Il contient un nombre total de points de « $k_{MISSION} = 23$ » correspondant aux trois conditions d'environnement (jour ISA, chaud et froid).



La numérotation des points adoptée sur le tableau Tab.1-6 est celle adoptée dans tous les résultats présentés dans ce manuscrit. Par exemple, le point de puissance maximale correspond au point N°11, le point de vitesse maximale correspond au point N°23.

PMV	phase de vol	C_{em} [N.m]	N [10 ³ tr/min]	P_{MECA} [kW]	Δt^{jC} [min]	Δt^{jF} [min]	Δt^{jISA} [min]	Δt^{jEq} [min]	δ_{Eq} [%]
1	sol	8.0	29.5	24.8	0	14	0	3.5	0.72
2	montée	11.8	41.0	50.4	14	0	0	3.5	0.72
3	descente	8.4	39.2	34.6	3	0	0	0.75	0.16
4	montée/ descente	7.5	34.9	27.5	0	12	12	9	1.86
5	montée	8.0	37.3	31.2	5	0	0	1.25	0.26
6	montée	8.4	40.5	35.7	10	0	0	2.5	0.52
7	descente	7.9	36.5	30.1	2	0	0	0.5	0.10
8	descente	7.5	34.5	27.2	2	0	0	0.5	0.10
9	descente	7.0	32.5	23.9	1	0	0	0.25	0.05
10	descente	6.7	31.5	22.2	1	0	0	0.25	0.05
11	descente	15.0	43.7	68.6	2	0	0	0.5	0.10
12	descente	14.0	41.7	61	2	0	0	0.5	0.10
13	descente	12.9	39.9	53.7	3	0	0	0.75	0.16
14	sol	9.6	32.3	32.5	0	0	14	7	1.45
15	sol	10.7	38.9	43.6	14	0	0	3.5	0.72
16	descente/montée	6.1	28.8	18.3	0	16	16	12	2.48
17	montée/ descente	11.2	35.6	41.6	0	17	17	12.75	2.64
18	croisière/montée	8.1	38.0	32.3	0	196	196	147	30.43
19	croisière/montée	8.8	41.0	37.6	196	0	0	49	10.14
20	croisière/montée	8.5	39.5	35.2	0	194	194	145.5	30.12
21	croisière/montée	9.1	42.3	40.3	194	0	0	48.5	10.04
22	croisière/descente	8.8	41.3	38.2	0	34	34	25.5	5.28
23	croisière/descente	9.4	44.2	43.7	34	0	0	8.5	1.76
durée de vol					↻ 483	483	483	483	100

Tab.1-6 : Points de fonctionnement de l'« ECS électrique » : mission de vol équivalente d'un avion de type A320

Impact prévu vis-à-vis des occurrences statistiques

L'idée d'intégrer la mission de vol et non pas d'effectuer un dimensionnement classique ne considérant qu'un point de fonctionnement fait partie des points clés de notre démarche d'optimisation. D'après les tableaux précédemment présentés, nous remarquons que les points de plus grande occurrence ne sont pas les points de puissance les plus fortes. Inversement, les points de plus forte puissance sont caractérisés par de très faibles occurrences. Pour illustrer ce phénomène, nous avons tracé le plan couple-vitesse des 23 points de la mission équivalente et nous leur avons attribué différents diamètres fonction de leur l'occurrence statistique. Nous pouvons noter sur la Fig. 1-14 que les points de plus forte occurrence statistique (cercles à forts diamètres) se placent environ autour d'une vitesse de 38 000 tr/min et un couple de 8 Nm. Comparé à un dimensionnement classique à couple « ~ 15 N.m » et vitesse « ~ 44000 tr/min » maximales, un dimensionnement tenant compte plutôt des points de plus fortes occurrences devrait engendrer une réduction importante de la masse totale du système. Cela suppose évidemment d'être capable de satisfaire l'ensemble de la mission « vue de la cabine », notamment en exploitant les réserves de stockage (inerties thermiques, mécaniques, etc.) du système. Dans les **Chapitres 3 et 5**, ce sujet est abordé lors de la présentation du vecteur « **G(X)** » des contraintes du problème.

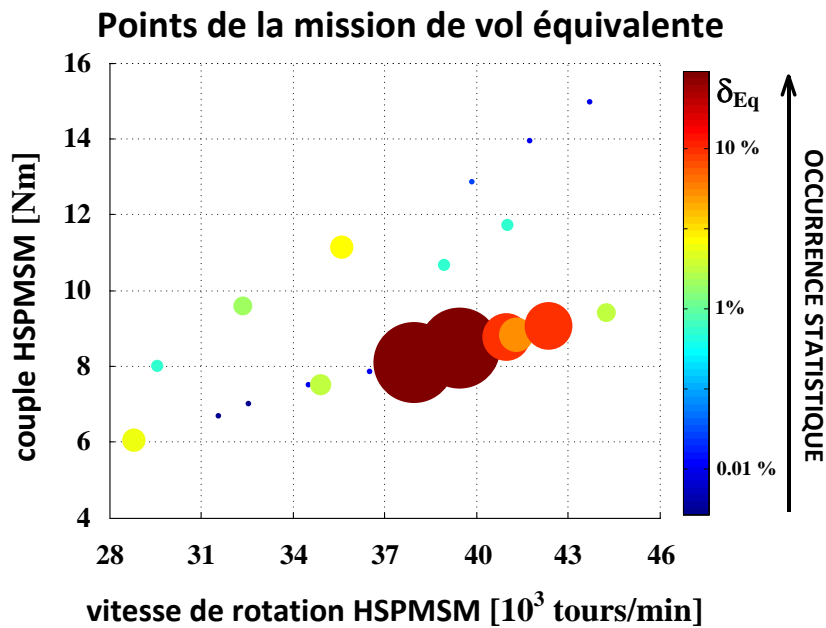


Fig. 1-14 : Plan mécanique des points de fonctionnement de la mission équivalente

La notion d'occurrence par point de la mission de vol introduite dans ce chapitre sera exploitée dans les chapitres suivants. En effet, le calcul des pertes moyennes utilisé lors de l'optimisation de l'actionneur HSPMSM (**Chapitre 3**) et de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » (**Chapitre 5**) sera basé sur ces occurrences.

1.4 Conception systémique par optimisation

L'essor de la composante électrique du vecteur énergétique dans les systèmes embarqués a été souligné dans les sections précédentes. Cette croissance met en évidence la nécessité d'une optimisation de la masse et des pertes système : compte tenu de l'existence de couplages forts dans la chaîne d'énergie considérée, il est pertinent d'aborder le problème selon une démarche de **Conception Intégrée par Optimisation (CIO)** et non par une optimisation locale classique des éléments pris séparément. Cette thèse est focalisée sur l'étude, le développement et la mise au point d'un outil d'optimisation multicritère.

L'objectif est d'optimiser la chaîne de conversion électromécanique comprenant le convertisseur, l'actionneur HSPMSM, la charge (compresseur haute vitesse) et son contrôle/commande avec prise en compte des aspects réseau et filtre d'entrée (qualité réseau). L'application servant de support pour cette étude, fournie par LIEBHERR-Aerospace Toulouse, est un compresseur à air centrifuge motorisé qui sera utilisé dans les futurs avions électriques. Ce système de conditionnement d'air sera composé d'un convertisseur alimentant un actionneur HSPMSM.

En vue de cette approche de conception CIO, il nous a fallu développer un modèle de dimensionnement de la chaîne de conversion électromécanique complète composée d'un bus continu HVDC, d'un filtre d'entrée, d'un onduleur de tension à MLI, d'un actionneur HSPMSM et tout ceci en intégrant le profil de la mission de vol. La Fig. 1-15 présente le synoptique de l'architecture considérée. Les aspects relatifs à la qualité réseau ont été introduits dans la **section 1.1.4** et seront exploités dans les **Chapitres 4 et 5**.

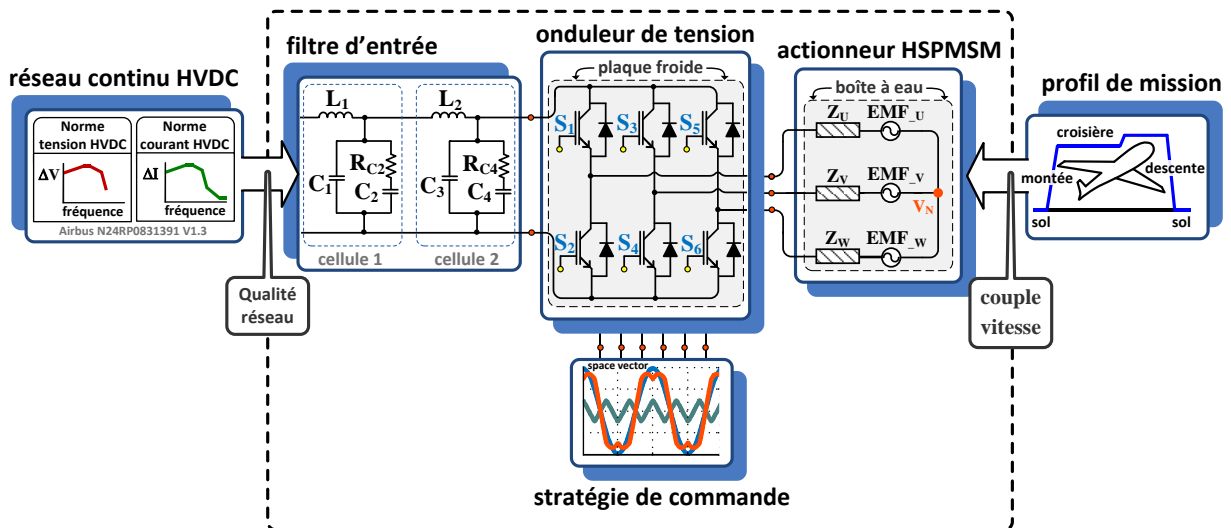


Fig. 1-15 : Présentation de la chaîne de conversion électromécanique – application à l'« ECS électrique »

La justification et la modélisation de chaque bloc (le filtre d'entrée, l'onduleur de tension et l'actionneur électrique) sont détaillées dans les prochains chapitres. L'intégration du profil de la mission de vol considéré a été présentée dans ce chapitre dans la **section 1.3**. Les modèles de dimensionnement des éléments de la chaîne de conversion d'énergie sont associés à l'algorithme d'optimisation évolutionnaire multicritère NSGA-II visant à minimiser la masse embarquée et les pertes totales système. La Fig. 1-16 présente le synoptique du processus d'optimisation.

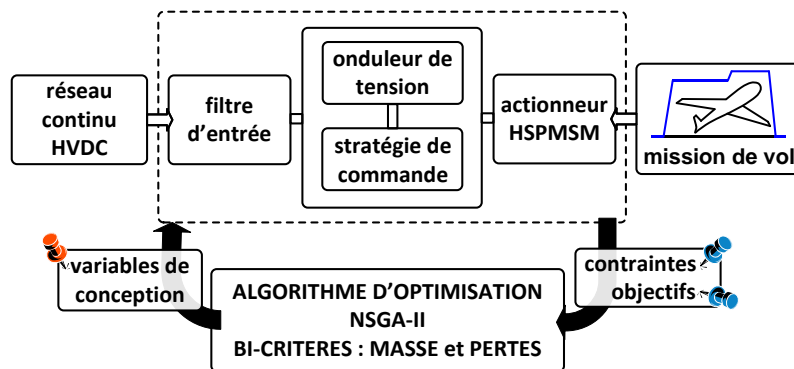


Fig. 1-16 : Conception intégrée par optimisation – application à l'« ECS électrique »

L'étude par des méthodes d'optimisation est bien adapté à l'hétérogénéité du problème systémique, notamment à la résolution de problème à variables mixtes (continues/discrètes) [DEB01, REG03, SAR06, ROB12]. Pour la suite de ce mémoire, nous proposons les notations suivantes :

Vecteur	Correspondance
X	↔ variables de conception
$G(X)$	↔ contraintes d'optimisation
$F(X)$	↔ critères d'optimisation

Tab.1-7 : Notations utilisées pour l'optimisation

1.4.1 Concepts et paramétrage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

Dans cette section nous rappelons certains concepts associés aux algorithmes évolutionnaires multicritères. Plus de détails se trouvent dans la littérature, notamment dans [ROB12]. Nous caractérisons aussi les paramètres de réglage de l'algorithme NSGA-II utilisé.

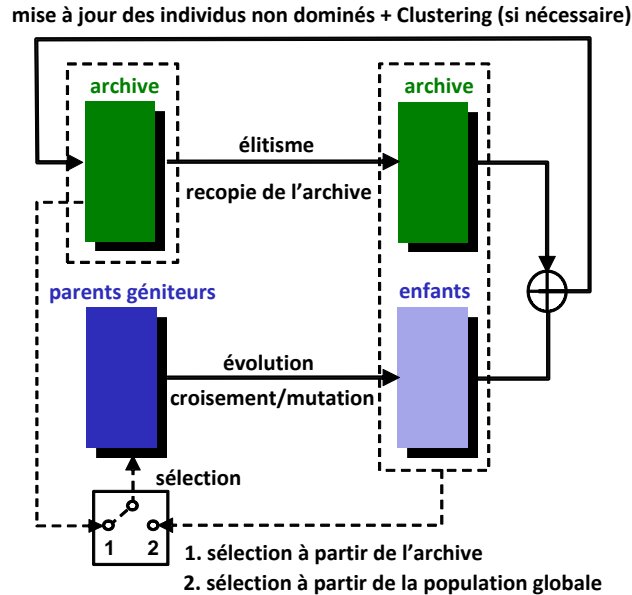


Fig. 1-17 : Schéma d'un algorithme évolutionnaire multicritère – figure extraite de [REG03]

La Fig. 1-17 présente la structure d'un algorithme évolutionnaire multicritère. Par la suite les principales définitions sont présentées.

☑ Population, sélection des individus, stratégie de remplacement et taille de l'archive

Dans le processus d'optimisation, au cours d'une génération de l'algorithme NSGA-II, une population de parents et d'enfants est créée, chacune composée par « N_{ind} » individus. La population résultante est donc constituée par « $2N_{ind}$ » individus. A chaque génération, individus de la population non-dominée au sens de Pareto [PAR96] sont séparés et mémorisés dans une archive [DEB00]. Lorsque le nombre d'individus non-dominés est inférieure à la taille limite de l'archive, cette dernière est complétée par les individus des fronts successifs suivants. Dans le cas contraire, une procédure de « clustering » est appliqué de façon à réduire le nombre d'individus non-dominés au nombre maximal alloué dans l'archive. Les individus retenus dans l'archive sont ceux présentant le plus forte « l -distance » parmi l'ensemble des individus non-dominés. Cet indicateur traduit la densité d'individus sur le front. Plus il est élevé, plus l'individu est isolé sur le front. Les parents géniteurs d'une génération sont sélectionnés à partir de l'archive par une technique de tournoi qui favorise la dominance au sens de Pareto et le critère de « l -distance » regarde si les individus appartiennent au même front. Les parent géniteurs sont alors croisés et mutés pour former les enfants de la génération. Ces derniers sont évalués et l'archive est mise à jour conformément aux nouveaux éléments introduits. L'ensemble du processus est répété à chaque génération.

☑ Probabilités de mutation et de croisement

La mutation altère un gène choisi au hasard dans le chromosome d'un individu (vecteur « \mathbf{X} » des paramètres d'entrée). Le but est de contribuer à la diversité génétique en s'opposant à la dérive génétique « *genetic drift* » produite par la sélection. Le taux de mutation « p_m » est défini par « $1/n$ » où « n » est la taille du vecteur « \mathbf{X} ».

Le croisement ou « *cross-over* » est l'opérateur principal d'évolution permettant la recherche de nouvelles solutions. Il est d'usage d'employer une probabilité de croisement élevé (typiquement « $p_C = 1$ ») de façon à maximiser les capacités d'exploration et de diversification.

☑ Auto-adaptation

L'algorithme NSGA-II utilisé est implanté avec la méthode de recombinaison auto-adaptative décrite dans [SAR03]. Cette méthode consiste à associer un gène supplémentaire au chromosome de chaque « individu-parent ». Ce gène est qualifié de « *X-gene* ». Ce gène code le type de croisement à employer au cours du processus de recombinaison désensibilisant l'algorithme vis-à-vis des opérateurs stochastiques d'évolution. Ceci rend l'algorithme plus performant et plus robuste [REG03]. Le « *X-gene* » subit aussi la mutation avec une faible probabilité « $p_{m_cross} = 0.05$ ».

☑ Critère d'arrêt et nombre d'exécutions

Le critère d'arrêt adopté est basé sur un nombre fixé de générations permettant de reproduire les résultats obtenus d'une exécution à l'autre. Le nombre total d'exécutions « n_{tests} » est quant à lui limité en raison des limitations dus aux temps de calcul des modèles de simulation (typiquement « $n_{tests} \in [5, 10]$ »).

☑ Réglage utilisé de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

Le tableau Tab.1-8 caractérise le réglage complet du problème global de la Fig. 1-15.

Notation	Description	Valeur
n	nombre de paramètres	☑
N_{cont}	nombre de contraintes	☑
N_{crit}	nombre de critères	2
N_{gene}	nombre de générations	☑
N_{ind}	nombre d'individus de la population courante	100
N_{pop}	nombre global d'individus de la population globale (population courante + archive)	$2.N_{ind}$
N_{tests}	nombre d'exécutions	☑
p_C	taux de croisement	1
p_m	taux de mutation du vecteur « <i>X</i> »	$1/n$
p_{m_cross}	taux de mutation du gène de croisement « <i>X-gene</i> »	0.05

Tab.1-8 : paramètres de réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II utilisés dans la CIO de l'« ECS électrique »

☑ les valeurs de « n », « N_{cont} », « N_{gene} » et de « N_{tests} » seront présentées dans les prochains chapitres.

Les **Chapitre 3** décrit les contraintes d'optimisation de l'actionneur HSPMSM et le **Chapitre 5** les contraintes d'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Pour les « runs » d'optimisation effectués avec l'algorithme d'optimisation NSGA-II, nous présentons les caractéristiques générales de l'ordinateur utilisé :

- ➔ processeur : Intel Core 2 Duo E8400 @ 3.00 GHz ;
- ➔ type du système : système d'exploitation 64 bits ;
- ➔ mémoire vive : RAM 4Go ;
- ➔ temps de calcul par exécution : (présenté dans les **Chapitres 3 et 5**).

1.4.2 Approche de conception optimale : cas de l'« ECS électrique »

Nous proposons d'appliquer l'algorithme génétique multicritère NSGA-II à la résolution du problème d'optimisation de la chaîne électromécanique de l'« ECS électrique » (cf. Fig. 1-15). L'optimisation est effectuée conformément au synoptique simplifié de la Fig. 1-18.

Le chromosome sélectionné « \mathbf{X} » (1) selon une orientation « Darwinienne » représente les gènes nécessaires à l'étape de pré-dimensionnement (2) (ou pré-simulation) des éléments de la chaîne (faisabilité mécanique de l'actionneur, composant de puissance et plaque froide de l'onduleur, etc.). Cette étape appelée « Niveau 1 d'optimisation » est constituée de la caractérisation des certains éléments et paramètres intermédiaires nécessaires au traitement du problème d'optimisation (point de base de l'actionneur, résistance thermique de la plaque froide, etc.). L'étape suivante, appelée « Niveau 2 d'optimisation », concerne l'intégration des points de fonctionnement via la prise en compte de la mission de vol (3). Le profil considéré d'un avion de type A320 [HAN08] est présentée dans la section 1.3 de ce chapitre.

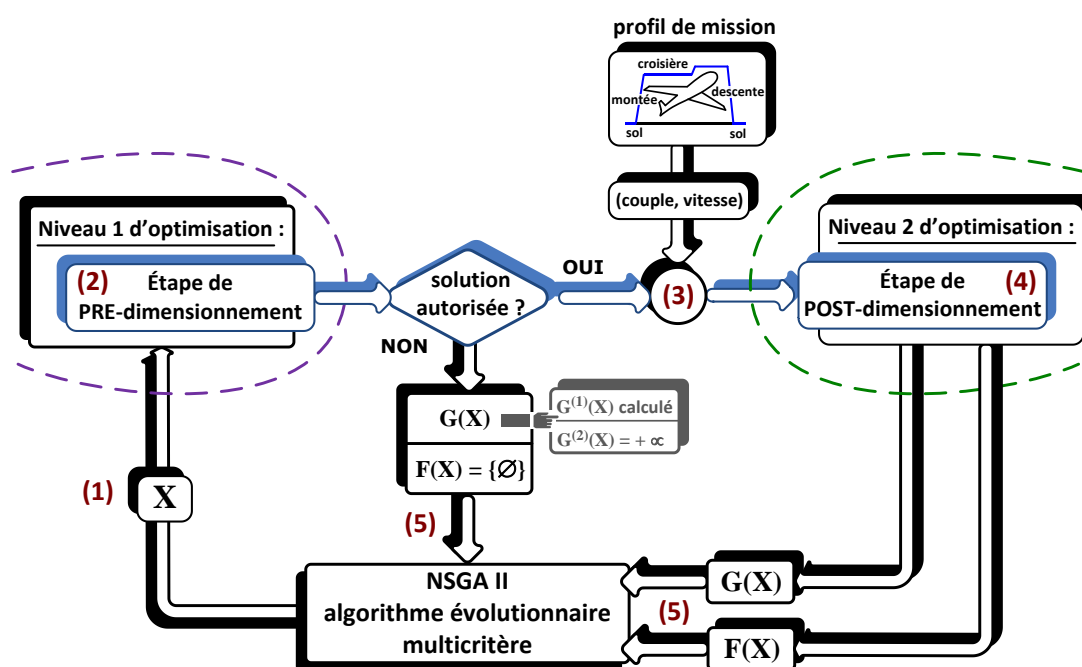


Fig. 1-18 : Interaction entre l'algorithme évolutionnaire et le système considéré – application à l'« ECS électrique »

Le parcours de la mission de vol représente l'étape de post-dimensionnement (4) (ou post-simulation). Cette étape vérifie, par exemple, la faisabilité des points couple-vitesse de l'actionneur, les niveaux de courants et tension délivrés par l'onduleur, le respect de la qualité réseau par le filtre d'entrée (normes Airbus cf. section 1.1.4), etc. La faisabilité des points de la mission de vol est aussi vérifiée par l'estimation des différentes pertes et températures dans l'actionneur et dans l'onduleur.

Pendant les étapes de pré et post-simulation les contraintes du problème doivent être respectées. La vérification du vecteur des contraintes « $\mathbf{G}(\mathbf{X}) = [\mathbf{G}^{(1)}(\mathbf{X}) \mathbf{G}^{(2)}(\mathbf{X})]$ » définit si l'individu « \mathbf{X} » sélectionné sera rejeté ou conservé. Ces différents niveaux d'optimisation nous permettent de réduire le coût de calcul dans le sens où les contraintes de Niveau 2 d'optimisation ne seront vérifiées que si les contraintes de Niveau 1 sont respectées. Lorsqu'une des contraintes « $\mathbf{G}^{(1)}(\mathbf{X})$ » de « pré-simulation » est violée nous pénalisons les contraintes « $\mathbf{G}^{(2)}(\mathbf{X})$ » de « post-simulation » en attribuant la valeur de pénalisation maximale, soit l'infini « $+\infty$ » cf. Fig. 1-18

Donc, les critères n'ont pas besoin d'être calculés. Dans le cas contraire, le vecteur « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » est calculé. Les deux vecteurs « $\mathbf{G}^{(1)}(\mathbf{X})$ » et « $\mathbf{G}^{(2)}(\mathbf{X})$ » sont donc injectés dans le NSGA-II (5) pour poursuivre le processus d'optimisation conformément à la Fig. 1.15.

☑ **Variables continues et variables discrètes**

Une autre remarque concerne le caractère continu et discret des certaines variables de conception du vecteur « \mathbf{X} ». Il faut préciser ici que l'algorithme d'optimisation NSGA-II que nous avons utilisé ne traite que les variables continues. Or, parmi les variables de conception considérées, le nombre de paire de pôles « p » et le nombre d'encoches par pôle et par phase « N_{ep} » de l'actionneur HSPMSM sont des variables discrètes. Pour intégrer le caractère discret de ces variables, le chromosome des individus est codé à partir de variables continues mais les variables discrètes sont décodées à l'aide de la **fonction partie entière** $[x]$:

$$x_{\text{discret}} = E[x_{\text{continu}} + 0.5] \quad (1-3)$$

☑ **Généralisation des critères d'optimisation**

Comme précisé dans les **Chapitres 3 et 5**, le vecteur « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » à minimiser concerne la masse et les pertes moyennes des éléments de la Fig. 1-15.

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = [\mathbf{F}_1(\mathbf{X}) \mathbf{F}_2(\mathbf{X})] \quad (1-4)$$

Les critères définis par le vecteur « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » sont :

➔ **minimisation de la masse totale du système :**

$$\mathbf{F}_1(\mathbf{X}) = \min[M_{\text{TOTAL}}(\mathbf{X})] \quad (1-5)$$

$$M_{\text{TOTAL}}(\mathbf{X}) = M_{\text{ACTIONNEUR}}(\mathbf{X}) + M_{\text{ONDULEUR}}(\mathbf{X}) + M_{\text{FILTRE_ENTREE}}(\mathbf{X}) \quad (1-6)$$

➔ **minimisation des pertes moyennes totales sur l'ensemble des points de la mission de vol :**

$$\mathbf{F}_2(\mathbf{X}) = \min[\langle P_{\text{TOTAL}}(\mathbf{X}) \rangle] \quad (1-7)$$

$$\langle P_{\text{TOTAL}}(\mathbf{X}) \rangle = \langle P_{\text{ACTIONNEUR}}(\mathbf{X}) \rangle + \langle P_{\text{ONDULEUR}}(\mathbf{X}) \rangle + \langle P_{\text{FILTRE_ENTREE}}(\mathbf{X}) \rangle \quad (1-8)$$

Le calcul des pertes moyennes dans notre démarche de conception est associé à l'intégration de la mission de vol, présentée dans la **section 1.3** :

$$\langle P_{\text{XX}}(\mathbf{X}) \rangle = \sum_{i=1}^{k_{\text{MISSION}}} \delta_{\text{Eq}}(i) \cdot P_{\text{XX}}(i, \mathbf{X}) \quad (1-9)$$

où « k_{MISSION} » est le nombre total de points de la mission considérée ; « i » est l' i -ème point de la mission de vol.

« δ_{Eq} » représente l'occurrence statistique de chaque point de mission. Il dépend de la phase de vol et des conditions climatiques extérieures de l'avion (cf. Fig. 1-14 et Tab.1-6 de la **section 1.3**).

« P_{XX} » représente les pertes de l'élément considéré « $P_{\text{XX}} = P_{\text{ACTIONNEUR}}, P_{\text{ONDULEUR}}, P_{\text{FILTRE_ENTREE}}$ ».

☑ Démarche adoptée

La démarche d'optimisation systémique proposée dans notre travail [DA12a, DA12b] visant la minimisation des masses et pertes tout en respectant la qualité réseau, est résumée dans la Fig. 1-19. L'étude distingue deux cas différents :

➔ CAS 1 : approche locale à deux boucles

- ✓ **boucle 1** : étude de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM

La « boucle d'optimisation actionneur » ne considère que le dimensionnement de l'actionneur seul. D'abord, une analyse des toutes les solutions du front appelé « Pareto actionneur » est présentée, le but étant de voir les tendances d'optimisation (stratégie de pilotage, thermique, etc., au regard de la haute vitesse – Annexes A et B). Ensuite certaines solutions particulières sont extraites du front et analysés au sens des variables locales (grandeurs électromagnétiques, pertes et températures par point de mission, etc.).

Le **Chapitre 2** décrit la modélisation de l'actionneur et le **Chapitre 3** présente les résultats d'optimisation obtenus. A titre comparatif, les solutions du front « Pareto actionneur » sont comparées à la solution de référence de LIEBHERR-Aerospace Toulouse, appelée MSP 70 kW.

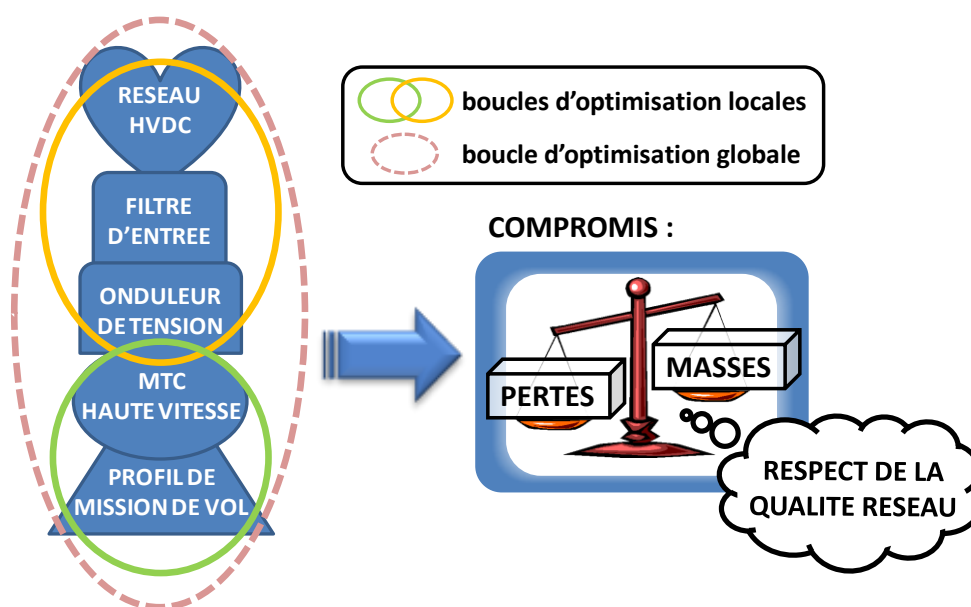


Fig. 1-19 : Profil de mission d'un avion de type A320 [PREMEP_WP6_RT_09_001]

- ✓ **boucle 2** : étude de la boucle d'optimisation locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

La deuxième boucle locale appelée « boucle d'optimisation onduleur de tension + filtre d'entrée » considère le dimensionnement de cet ensemble à actionneur figé donné. Une analyse à partir de l'injection de la solution de référence et de certaines solutions particulières extraites du front « Pareto actionneur » (**Chapitre 3**) caractérisent l'étude.

Cette analyse vise à caractériser les tendances de l'optimisation vis-à-vis du choix des composants de puissance (calibre du courant, surface du module de puissance, taille de plaque froide, etc.) tout en respectant la qualité du réseau de bord avion du point de vue de l'impact des normes aéronautiques (cf. **section 1.1.4**). Le **Chapitre 4** décrit la modélisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » et le **Chapitre 5** présente les résultats d'optimisation obtenus.

→ **CAS 2 : étude de la boucle d'optimisation globale de l'ensemble « actionneur HSPMSM + onduleur de tension + filtre d'entrée »**

Afin de regarder les similarités et/ou les disparités des solutions de la « l'approche globale d'optimisation » par rapport à l'approche via deux boucles locales citées précédemment, cette boucle dimensionne simultanément toute la chaîne de l'« ECS électrique » (cf. Fig. 1-15). Elle tient compte de tous les éléments et de toutes les contraintes du système décrites au cours des **Chapitres 2, 3, 4 et 5**. Les solutions optimales obtenues, qualifiées de « Pareto système » sont étudiées. Les masses et les pertes totales de l'ensemble (actionneur HSPMSM + onduleur de tension + filtre d'entrée) sont examinées selon deux points de vue. D'abord, la somme directe des masses et des pertes résultats des boucles d'optimisation locales. Ensuite, les masses et pertes totales issues de l'optimisation globale. Les tendances des contraintes et des critères dans les deux cas sont confrontées dans le **Chapitre 6**.

Contrairement à la « démarche locale », la « démarche d'optimisation globale » suscite l'intérêt de pouvoir appréhender l'ensemble des couplages système pour comparer de façon rigoureuse les tendances de dimensionnement dans une perspective systémique. La pluridisciplinarité ne fait pas obstacle à l'aboutissement vers une synthèse complète de la chaîne de conversion électromécanique appliquée à une charge type « ECS électrique ». D'autres aspects comparatifs liés à la complexité du système sont aussi examinés (la convergence de l'algorithme NSGA-II, le temps de calcul, etc.).

1.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le contexte des travaux développés dans le manuscrit. Nous avons notamment évoqué l'essor du vecteur « électricité » dans les réseaux de bords aéronautiques actuels, soulignant une tendance vers un avion « plus électrique ». Ceci remet en question l'architecture des matériels tels que les « ECS dédiés » au conditionnement d'air. La conception d'une nouvelle génération d'« ECS » dans un tel contexte constitue donc le cœur du projet de recherche **PREMEP** dans lequel se situe notre travail.

Nous avons aussi introduit l'importance de l'intégration de deux contraintes majeures lors de la conception de l'« ECS » : d'une part, le respect de la fonction pour lequel l'ECS est conçu, d'autre part le respect des « normes HVDC » imposées par Airbus sur le réseau de bord. Pour cela, nous avons caractérisé et analysé la mission de l'actionneur haute vitesse au cours d'un profil de vol typique. Nous avons notamment étudié les différents régimes de fonctionnement de l'actionneur en fonction des niveaux de puissance et leurs occurrences, avec pour objectif la construction d'une mission représentative et pertinente au regard du dimensionnement à mener.

Enfin, nous avons proposé de comparer deux approches de conception intégrée par optimisation pour le dimensionnement de l'« ECS », l'une basée sur une approche séquentielle à deux niveaux (optimisation locale de l'actionneur puis de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »), l'autre sur une approche globale à un seul niveau (optimisation simultanée des éléments du système). Nous allons plus particulièrement développer ces deux approches dans les chapitres suivants et les comparer en termes d'efficacité et de complexité.

Chapitre 2

Modélisation de l'Actionneur Synchrone à Aimants Permanents Haute Vitesse (HSPMSM)

2.1 Introduction à la modélisation de l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse (HSPMSM)

Dans ce chapitre, nous introduisons en premier lieu les principales exigences et contraintes (mécaniques, matériaux, structure) liées à la haute vitesse pour les actionneurs à aimants permanents.

Puis, la majeure partie du développement détaille l'ensemble des données techniques d'ordre géométriques, magnétiques, thermiques, structurelles (bobinages) et fonctionnelles (modèle circuit et pilotage par défluxage dans le plan couple vitesse). Ces données constituent la base du modèle analytique multi physique permettant le dimensionnement de l'actionneur tel qu'il sera décliné pour l'optimisation dans le **Chapitre 3**. Les principaux critères (masses, pertes) et les multiples contraintes de faisabilité en sont extraites.

2.2 Principales exigences et contraintes liées à la haute vitesse dans les actionneurs à aimants permanents

Généralement les performances électromagnétiques d'un actionneur synchrone à aimants permanents sont supérieures aux autres types (asynchrone, synchrone à rotor bobiné...) [**CHE04**, **KAY04**, **CHE06**, **FAR08**, **HAS08**] : sa densité de puissance (de couple) lui permet de « régner en maître » dans les fonctions d'actionnement électromécaniques embarquées à bord des aéronefs.

Les aimants constituent la réserve d'énergie qui assure l'excitation de l'actionneur nécessaire à la création du champ magnétique du rotor qui interagit avec le champ tournant du stator au niveau de l'entrefer mécanique, le couple moteur étant le résultat de cette interaction électromagnétique. Pour contribuer à leur compacité, les actionneurs électriques utilisés dans les systèmes de prélèvements d'air aéronautiques doivent être capables de fonctionner à de très hautes vitesses de rotation (40.000 à 100.000 tr/min) et à forte puissance (20 à 300 kW). Le but est d'être capable de générer l'énergie cinétique suffisante à masse réduite pour atteindre le taux de compression et donc assurer le débit d'air au sein du compresseur de la turbomachine motorisée.

La classe des « actionneurs à hautes vitesses » est définie non pas par rapport à une gamme de vitesse de rotation donnée mais en fonction des contraintes mécaniques liées à la vitesse périphérique du rotor. En conséquence les actionneurs à faible vitesse angulaire de rotation mais avec des grands diamètres font aussi partie des actionneurs à haute vitesse. Pour l'application dédiée au système d'actionnement haute vitesse pour le conditionnement électrique d'air, l'actionneur synchrone à aimants permanents à pôles lisses est le plus adapté. Parmi les actionneurs classiques, il est le plus compact tout en ayant un meilleur rendement énergétique. L'intégration de ces nouveaux systèmes vise à réduire la masse embarquée tout en garantissant les contraintes de fonctionnement du système (sur le plan thermique, mécanique, vibratoire, sonore...).

Dès les années 80, les progrès considérables de l'électronique de puissance ont permis l'entraînement à vitesse variable des moteurs synchrones : les actionneurs « *brushless* » (moteurs sans balais), sont aujourd'hui largement utilisés dans l'industrie et prometteurs dans l'électrification des futurs avions. A l'heure actuelle le développement de ces actionneurs est en pleine expansion et englobe des recherches sur plusieurs voies d'étude qui visent notamment l'usage de nouveaux matériaux pour alléger l'actionneur en augmentant la densité de puissance massique. Les développements visent par exemple :

- tenue mécanique à des vitesses de plus en plus élevées ;
- tenue à températures élevées ;
- systèmes de refroidissement (boîtes à eau) ;
- nouveaux matériaux magnétiques ;
- configurations de bobinage (double étoile...) ;
- isolants de bobinage ;
- éléments de structure et d'assemblage.

2.2.1 Exigences d'un actionneur pour l'application « ECS électrique »

Le remplacement des systèmes pneumatiques dans la nouvelle génération d'avions plus électriques a besoin d'actionneurs électriques pour le prélèvement d'air extérieur. Les exigences majeures pour cette application aéronautique sont :

- fréquence électrique élevée ;
- ratio puissance/masse élevée ;
- encombrement réduit ;
- rendement élevé ;
- couple de détente faible ;
- tenue thermique élevée ;
- THD de la force contre-électromotrice faible.

Pour répondre aux exigences de conception visant un fort ratio puissance /masse et haut rendement, l'actionneur synchrone à aimants permanents s'avère le plus intéressant. La liste des avantages qui justifient son choix est décrite ci-dessous :

- rendement énergétique optimal : supérieur à 95 % ;
- très bonne accélération : inertie de l'ordre de 10^{-5} kg.m² ;
- rapport puissance/masse : supérieur à 1 kW/kg ;
- couple massique : supérieur à 2 N.m/kg ;
- adapté à tout type de cahiers de charges ;
- construction mécanique simple ;
- absence de contacts mobiles ;
- gain de maintenance ;
- excellente fiabilité ;
- large plage de vitesse de rotation : peut atteindre la centaine de milliers de tours par minute.

Les inconvénients sont aussi répertoriés :

- modèle thermique complexe ;
- influence de la température sur l'induction rémanente et la force coercitive des aimants ;
- tenue mécanique réduite à très haute vitesse pour les matériaux actuels ;
- absence de possibilité de réglage du flux d'excitation rotorique ;
- risque de désaimantation des aimants ;
- pertes parfois importantes dans les aimants ;
- dispositif de démarrage nécessaire ;
- pertes fer à vide ;
- ensemble moteur + variateur de vitesse couteux ;
- difficulté et coût d'approvisionnement des aimants.

Dans les systèmes aéronautiques, même si le coût n'est pas négligeable, la masse embarquée est une contrainte majeure. En outre, sur un pack de conditionnement d'air, l'actionneur électrique ne représente qu'une petite partie du coût total du système.

2.2.2 Augmentation de la vitesse de rotation et limites de faisabilité

Les grandes puissances massiques des actionneurs synchrones sont obtenues avec des vitesses de rotation élevées. L'arbre étant une structure constituée d'un matériau avec des propriétés élastiques, il présente donc des modes vibratoires et fréquences propres. Dans l'application étudiée, compresseur centrifuge, la partie mobile de la turbomachine motorisée peut être suspendue par des paliers à air ou paliers magnétiques. La Fig. 2-1 présente les différents éléments placés sur l'arbre d'une structure avec à paliers magnétiques.

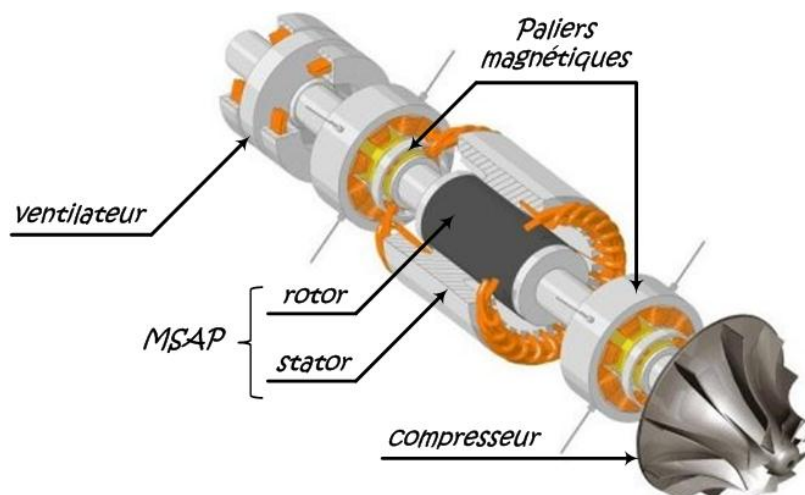


Fig. 2-1 : Turbomachine motorisée : mise en évidence des paliers magnétiques [société S2M/SKF], application haute vitesse

Dans l'**Annexe A** nous abordons les problématiques liées à l'augmentation de la vitesse de rotation et à la conception de la partie mobile prenant en compte tout l'axe : paliers à air (ou magnétiques) + moteur + compresseur + turbine.

Dans notre contexte de travail, ces sujets ne font pas directement partie de notre étude. Nous nous sommes plutôt intéressés au modèle de dimensionnement de l'actionneur synchrone à aimants permanents à haute vitesse HSPMSM. Toutefois, nous avons introduit dans le modèle de dimensionnement des contraintes permettant de garantir la faisabilité technique des solutions et de tenir compte des aspects mécaniques abordés précédemment.

Ce sont donc des contraintes importantes vis-à-vis du dimensionnement de l'actionneur HSPMSM qui s'imposent à certaines variables de conception via le choix et le calcul de l'épaisseur de la frette de maintien des aimants (contrainte mécanique liée aux forces centrifuges) et via des rapports entre dimensions de l'actionneur (contraintes mécaniques de vibration et de flexion). Les valeurs de ces bornes inférieures et supérieures ont été définies suite aux réunions d'avancement auprès de LIEBHERR-Aerospace Toulouse. Dans l'**Annexe B** il est présenté le choix des matériaux de toutes les parties constituant l'actionneur synchrone à aimant permanent : stator (tôles, cuivre, isolation, imprégnation), rotor (aimants, frette de maintien, intercalaires, moyeu). Les détails présentés soulignent les choix du concepteur dans le domaine aéronautique et de la haute vitesse.

☑ Différentes morphologies du rotor pour la haute vitesse

Différentes topologies du rotor à structure cylindrique sont envisageables selon la disposition des aimants, illustrés cf. Fig. 2-2. Parmi les différentes morphologies de rotor, nous retenons la topologie à aimants montés en surface à base cylindrique (a), appelée à pôles lisses ou sans pièces polaires. Cette topologie a été imposée dans le cahier de charges par LIEBHERR-Toulouse Aerospace.

Cette structure pour le fonctionnement à haute vitesse avec une frette de maintien constitue le meilleur choix. Elle offre une résistance mécanique en rotation supérieure à la structure à aimants enterrés cf. Fig. 2-2(d) [BIN06], ce qui permet d'atteindre des vitesses supérieures. En plus d'avoir une robustesse mécanique supérieure, la structure adoptée est appropriée, car offrant un THD de la force contre-électromotrice plus faible [NAG05].

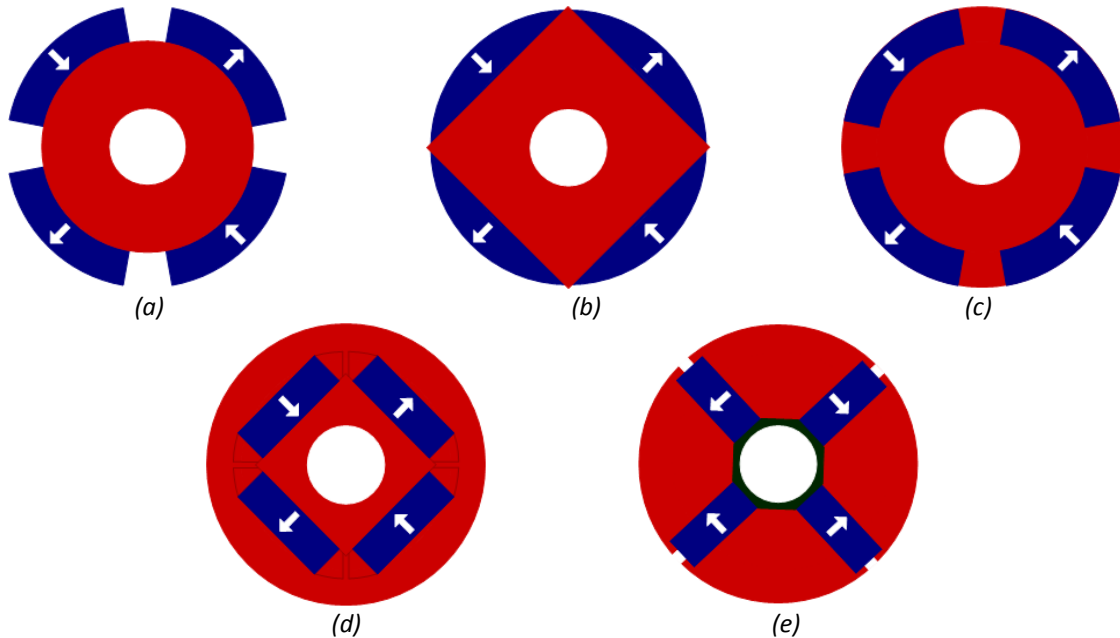


Fig. 2-2: Différentes topologies de rotor : à aimants montés en surface (a et b) ; à aimants insérés (c) ; à aimants enterrés (d) ; à concentration de flux (e)

Par rapport à la structure à base plate cf. Fig. 2-2 b, la topologie retenue est plus difficile à fabriquer. Par contre, une caractéristique propre de la topologie (a) est d'avoir une réluctance constante le long de l'entrefer donc une inductance synchrone constante indépendante de la position mécanique du rotor.

L'inductance synchrone a une faible valeur due à la perméabilité de l'aimant ajoutée à celle de l'entrefer, toutes les deux proches de celle de l'air. D'autre part, l'épaisseur de la frette de maintien s'ajoutera à l'épaisseur de l'entrefer mécanique de manière à ce que la hauteur des aimants soit suffisante pour satisfaire le niveau d'induction désiré dans l'entrefer.

☑ Matériaux et calcul de l'épaisseur de la frette de maintien des aimants

La frette de maintien des aimants permet d'assurer la contrainte mécanique liée aux forces centrifuges, conséquence d'une vitesse périphérique élevée. La structure de l'actionneur HSPMSM étant imposée, nous avons deux choix de matériau : non-conductrice ou métallique. La Fig. 2-3 illustre le diamètre rotorique fonction de la vitesse de rotation [GIE10].

Il est donc pertinent que le calcul de l'épaisseur de la frette « s » soit pris en compte au sein du modèle de dimensionnement de l'actionneur HSPMSM. L'expression (2-1) a été déduite.

$$s = \frac{R_{frette}^{EXT}}{\left(\frac{1}{k_{XX} \cdot \omega_{MAX}} - 1 \right)} \tag{2-1}$$

où « R_{frette}^{EXT} », « k_{XX} » et « ω_{MAX} » représentent respectivement le rayon externe de la frette, donc le rayon externe du rotor, une constante liée au matériau de la frette et la vitesse angulaire maximale de fonctionnement de l'actionneur HSPMSM. « XX » représente le matériau de la frette : fibre de carbone (type non-conductrice) ou titane (type métallique).

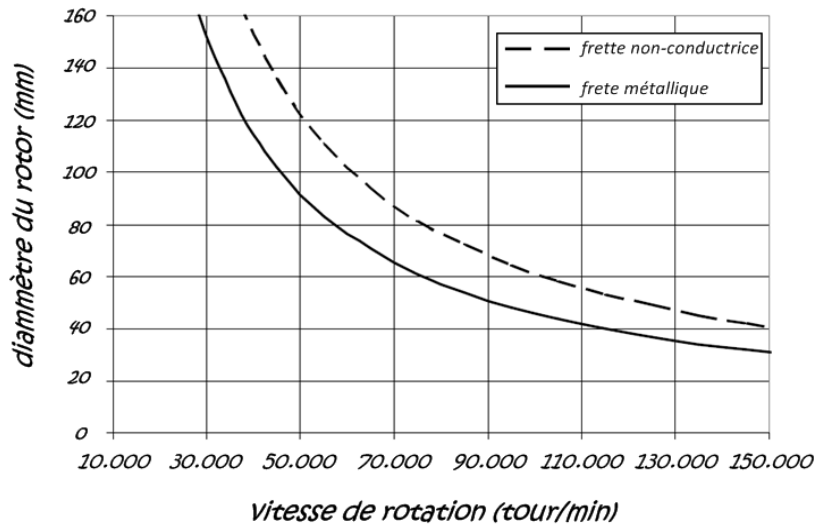


Fig. 2-3 : Diamètres rotoriques fonction de la vitesse de rotation pour différents types de frettes de maintien [GIE10]

La constante « k_{XX} » prend en compte à la fois les contraintes mécaniques liées à la valeur d'épaisseur maximale de frette et la vitesse périphérique maximale de fonctionnement pour un matériau donné. Les valeurs limites d'épaisseur utilisées sont présentées dans le Tab.2-1.

Type de frette :	Epaisseur minimale [mm]	Epaisseur maximale [mm]
→ non-conductrice en fibre de carbone	3	5
→ métallique en titane	1	4

Tab.2-1 : Limites d'épaisseur de la frette de maintien

Dans notre démarche, nous choisissons le matériau en fonction de l'épaisseur calculée cf. Fig. 2-4. Dans les plages d'intersection, cas pour lesquels le choix peut se porter tant sur la fibre de carbone que sur le titane, nous avons privilégié le matériau en titane compte tenu de sa meilleure conductivité thermique.

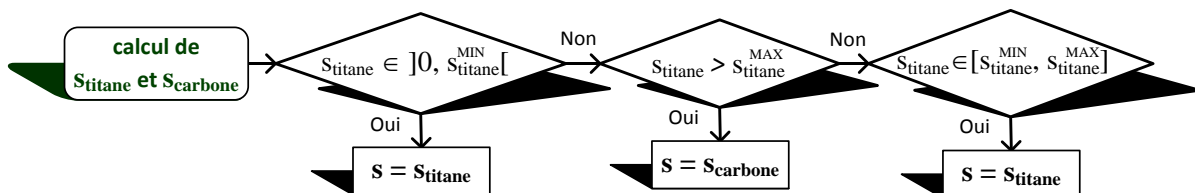


Fig. 2-4 : Démarche de dimensionnement de l'actionneur HSPMSM

Dans le cas où les valeurs de frette sont inférieures à la valeur minimale de frette en titane ou supérieures à la valeur maximale de frette en carbone, la solution sera rejetée cf. **Chapitre 3**.

2.3 Modélisation analytique de l'actionneur HSPMSM

Le modèle analytique de l'actionneur doit présenter une formulation des phénomènes physiques en vue de son dimensionnement permettant de tenir compte des aspects complexes notamment liés aux interactions entre les matériaux constituant et les différentes physiques (électromagnétique, thermique, mécanique, géométrique) intervenant. Les performances sont dépendantes de certains phénomènes couplés qui coexistent au sein de l'actionneur (magnéto-mécaniques, magnéto-thermique, thermo-électromagnétique, thermo-électrique).

Ce sous-chapitre développe les différentes facettes constituant le modèle multi-physique de l'actionneur utilisé pour une conception systémique de la chaîne de conversion électromécanique présentée dans le **Chapitre 1**. Une modélisation de ce type accepte une grande variation des paramètres de dimensionnement toute en permettant la conception de différentes « familles d'actionneurs » à des puissances différentes dans les limites de validité des équations préétablies. Ces équations relient les performances lors de la conception à la géométrie de l'actionneur ainsi qu'aux paramètres caractérisant les matériaux présentés dans l'**Annexe B**.

Les tendances dégagées, compte tenu des phénomènes modélisés, doivent donner une idée suffisamment pertinente de la réalité en cohérence vis-à-vis des objectifs et contraintes du cahier des charges. Nous sommes en ce sens plutôt intéressés par les tendances (sens de variation, sensibilité,...) que par la précision elle-même, s'agissant ici d'établir une formulation mathématique de dimensionnement adaptée à notre stratégie de conception intégrée par optimisation (CIO). Néanmoins, plusieurs validations par calcul des champs ou essais partiels sont proposés pour caractériser la précision de l'approche analytique.

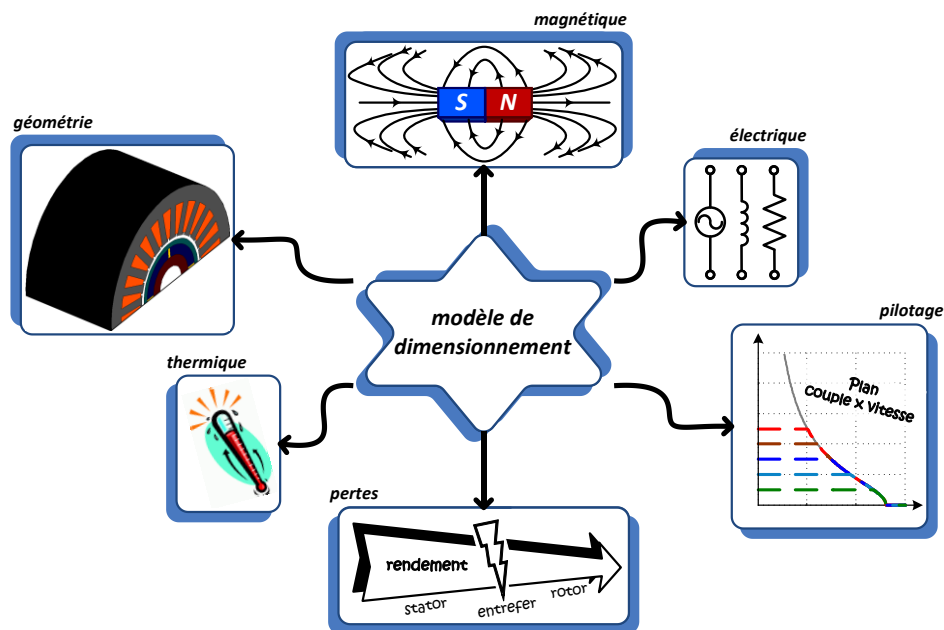


Fig. 2-5 : Modélisation analytique de l'actionneur

La Fig. 2-5 présente les blocs qui constituent le modèle de dimensionnement de l'actionneur. Celui-ci intègre différents niveaux relatifs aux phénomènes physiques soulignés précédemment : la géométrie, les pertes dans les différents éléments, le pilotage (configurations de commande), les phénomènes électriques, magnétiques et thermiques de l'actionneur adaptés à la haute vitesse. De plus, la stratégie de dimensionnement de l'actionneur se doit de tenir compte de la mission de vol qui va conditionner les performances globales de la chaîne de conversion.

2.3.1 Caractérisation de la géométrie

Les dimensions de l'actionneur sont présentées cf. Fig. 2-6. L'ensemble « encoche + dent statorique » est composé d'une géométrie à encoches trapézoïdales avec têtes de dents. Cette géométrie permet d'obtenir des dents de section constante, ce qui constitue un avantage important pour la pénétration du flux magnétique. Le calcul de la surface des dents et encoches, compte tenu de la géométrie précise (becs d'encoches,...) n'est pas trivial et se trouve détaillé dans l'**Annexe C**.

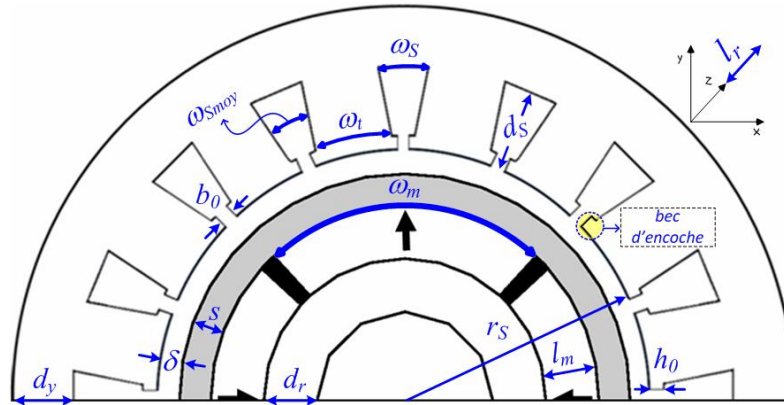


Fig. 2-6 : Dimensions géométriques de l'actionneur HSPMSM

Le Tab.2-2 décrit les grandeurs géométriques à extraire du modèle de dimensionnement.

Dimension	Notation	Dimension	Notation
RADIALES			
d_r	épaisseur de culasse rotorique	l_m	hauteur d'aimant
s	épaisseur de la frette	δ	entrefer mécanique
r_s	rayon d'alésage	h_0	hauteur de tête de dent
d_s	profondeur d'encoche	d_y	épaisseur de culasse statorique
ORTHO-RADIALES			
ω_m	largeur d'aimant	e	ouverture (ou isthme) d'encoche
ω_t	largeur de dent	ω_{smoy}	largeur moyenne d'encoche
ω_s	largeur du fond d'encoche		
AXIALES			
l_r	longueur active du paquet de tôles		

Tab.2-2 : Dimensions géométriques de l'actionneur

Nous définissons l'entrefer équivalent composé par la somme de l'entrefer mécanique plus l'épaisseur de la frette de maintien qui entoure le rotor.

$$g = s + \delta \quad (2-2)$$

La détermination des paramètres géométriques de l'actionneur est fonction du circuit magnétique prenant en compte les bobinages statoriques, les aimants rotoriques et les matériaux des éléments constitutifs de l'actionneur HSPMSM.

A partir de la géométrie (cf. Fig. 2-6), nous définissons certaines relations qui seront utilisées par la suite dans les équations de dimensionnement de l'actionneur :

☑ RELATIONS DEFINIES A PARTIR DE LA GEOMETRIE DE L'ACTIONNEUR		
$R_r^{EXT} = r_S - g - l_m$	(rayon externe de la culasse rotorique)	(2-3)
$R_r^{INT} = R_r^{EXT} - d_r$	(rayon interne de la culasse rotorique)	(2-4)
$R_y^{INT} = r_S + d_S$	(rayon interne de la culasse statorique)	(2-5)
$R_y^{EXT} = R_y^{INT} + d_y$	(rayon externe de la culasse statorique)	(2-6)
$R_m^{EXT} = r_S - g$	(rayon externe de l'aimant)	(2-7)
$R_m^{INT} = R_m^{EXT} - l_m$	(rayon interne de l'aimant)	(2-8)
$R_{frette}^{EXT} = r_S - \delta$	(rayon externe de la frette)	(2-9)
$\tau_p = \frac{\pi \cdot r_S}{p}$	(pas polaire)	(2-10)
$\tau_{enc} = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_S}{N_{enc}}$	(pas d'encoche - voir Fig. 2-7)	(2-11)
$\tau_d = \frac{2 \cdot \pi}{N_{enc}} = \frac{\pi}{m \cdot p \cdot N_{ep}}$	(angle du pas dentaire (voir - Fig. 2-7)	(2-12)
$\gamma = p \cdot \tau_d$	(angle électrique du pas dentaire)	(2-13)
$\theta_{magnet} = \frac{\omega_m}{(r_S - g)}$	(angle d'ouverture externe d'aimant)	(2-14)
$K_p = p \cdot \frac{\theta_{magnet}}{\pi}$	(épanouissement d'aimant)	(2-15)
$\omega_{Smoy} = \frac{(\omega_S - \omega_t)}{2} + \frac{\pi \cdot (r_S + h_0)}{N_{enc}}$	(largeur moyenne d'encoche)	(2-16)

Tab.2-3 : Relations utilisées pour le dimensionnement de l'actionneur

où « p » et « m » désignent le nombre de paires de pôles et le nombre de phases, respectivement.

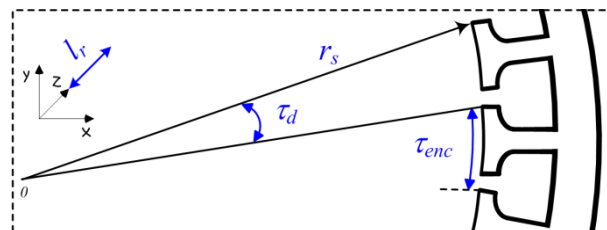


Fig. 2-7 : Visualisation du pas d'encoche « τ_{enc} » et du pas dentaire « τ_d »

2.3.2 Modèle magnétique

Cette section introduit le modèle magnétique de l'actionneur à aimants permanents. Nous nous intéressons successivement aux problématiques liées à l'entrefer, au flux de fuites des aimants, à la réaction d'induit et à la démagnétisation des aimants. Différents modèles sont possibles :

- basé sur la théorie des réseaux magnétiques dictés par les lois de Kirchoff ;
- basé sur la résolution analytique de l'équation de Poisson ;
- basé sur la circulation du champ magnétique créé par un aimant.

Le premier modèle est moyennement précis et dédié à une configuration fixée de l'actionneur, donc difficile à rendre générique. Le deuxième modèle est adapté aux structures avec têtes de dents, mais, pour une structure à dents droites, le rapport entre la largeur des dents et la largeur moyenne d'encoche peut dégrader les résultats [RAG08].

Dans notre démarche, le troisième modèle est retenu. Les avantages de ce modèle concernent surtout le comportement magnétique dans l'entrefer (paramètre important pour la haute vitesse) et la possibilité d'avoir un modèle générique pour différentes configurations de l'actionneur fonction du nombre d'encoches et du nombre de paires de pôles du rotor.

Le modèle de circulation du champ magnétique est aussi appelé méthode de *Maxwell*. Les quatre postulats dépendants du temps et de l'espace [BAS04, NOG05] traduisent sous forme locale et intégrale les liens entre grandeurs électriques et magnétiques qui sont présentés (2-17)-(2-20).

<input checked="" type="checkbox"/> EQUATIONS DE MAXWELL	
forme différentielle :	forme intégrale :
$\nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$	$\oint_{L(S)} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} + \int_S \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \cdot d\mathbf{s}$ (loi d'Ampère) (2-17)
$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$	$\int_V \nabla \cdot \mathbf{B} \cdot d\mathbf{v} = \oint_{S(V)} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0$ (loi de conservation du flux) (2-18)
$\nabla \wedge \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$	$\oint_{L(S)} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = -\int_S \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \cdot d\mathbf{s}$ (loi de Faraday) (2-19)
$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$	$\oint_{S(V)} \mathbf{D} \cdot d\mathbf{s} = \int_V \rho \cdot d\mathbf{v}$ (loi de Gauss) (2-20)

où « \mathbf{H} » est le champ magnétique [A/m] ; « \mathbf{B} » est l'induction magnétique [T] ; « \mathbf{E} » est le champ électrique [V/m] ; « \mathbf{D} » est l'induction électrique [C/m²] ; « \mathbf{J} » est la densité superficielle de courant [A/m²] ; « ρ » est la densité statique de charges électriques volumiques [C/m³]. « $L(S)$ » est le contour situé à la périphérie de la surface fermée « $S(V)$ » entourant le volume (cf. Fig. 2-8b) où les équations sont appliquées.

Les relations de constitution, complémentaires aux équations de Maxwell, sont présentées :

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (2-21)$$

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad (2-22)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (2-23)$$

où « ε » est la permittivité électrique ; « μ » est la perméabilité magnétique et « σ » est la conductivité électrique des matériaux. Vis-à-vis des actionneurs synchrones à aimants permanents, l'étude est très souvent portée sur le domaine de la quasi-statique dans lequel la dynamique de l'actionneur est analysée « pas à pas » dans le temps et en respectant la condition suivante [CHA01] :

$$f_{elec} \ll \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (2-24)$$

où « f_{elec} » est la fréquence du champ tournant pour chaque point de la mission de vol. Pour compléter le système d'équations, la densité statique de charges électriques volumiques « ρ » uniformément nulle nous permet d'imposer [VIN10] :

$$\mathbf{D}=0 \quad (2-25)$$

$$\oint_{L(S)} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{s} = \sum_k I_k \quad (2-26)$$

La circulation du vecteur « \mathbf{H} » le long d'une courbe fermée « $L(S)$ » quelconque est égale à la somme algébrique des courants traversant la surface s'appuyant sur le contour « $L(S)$ » (cf. Fig. 2-8b). Les valeurs d'« I_k » pouvant être positifs ou négatifs selon le sens de parcours du contour. Le flux du champ vectoriel dû à l'induction magnétique « \mathbf{B} » à travers une surface orientée « S » cf. (2-27) est défini par leur produit scalaire (cf. Fig. 2-8a) avec « β » l'angle entre les deux vecteurs.

$$d\mathbf{s} = \mathbf{n} ds \quad (2-27)$$

Les passages du flux aux différentes interfaces du circuit magnétique sont exprimés par la loi de conservation du flux, cf. (2-18), appliquées à un volume fermé entouré par la surface $S(V)$, modélisée par un tube de champ (cf. Fig. 2-8b). La valeur du flux résultant (étant nulle) est égale à la somme algébrique des flux s'appuyant sur la surface d'analyse k .

$$\Phi = \oint_{S(V)} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{s} = 0 \quad (2-28)$$

$$\sum_k \Phi_k = 0 \quad (2-29)$$

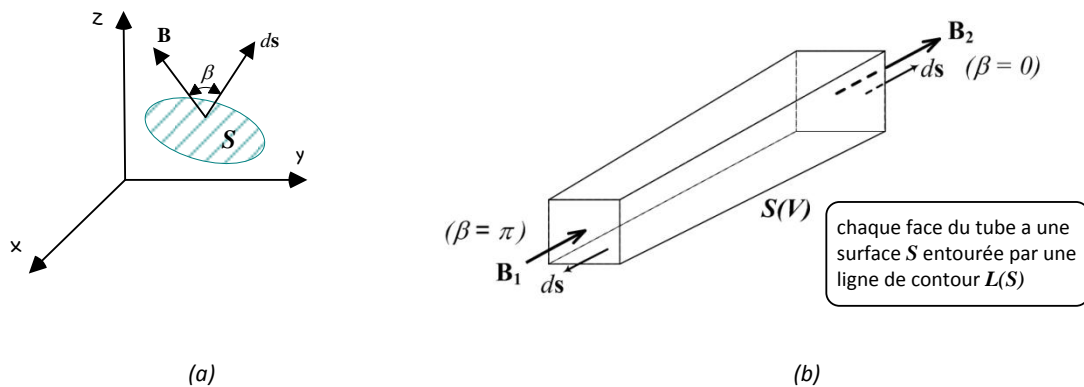


Fig. 2-8 : (a) Flux de champ vectoriel « \mathbf{B} » à travers une surface « S » ; (b) Tube de champ : conservation du flux magnétique

2.3.2.1 Les aimants permanents

Les aimants permanents font partie des matériaux appelés « durs », caractérisés pour avoir la présence d'une induction rémanente après extinction du champ magnétique externe. Ils sont devenus très répandus dans certaines applications industrielles, notamment sur le marché actuel de l'aéronautique, même si leur coût croissant limite de plus en plus leur développement. Ce sont des composants très utilisés dans la conversion d'énergie, capables de convertir l'énergie électrique en mécanique tout en conservant leur propre énergie.

☑ Propriétés magnétiques

L'aimant permanent est défini, à température donnée, par sa courbe de démagnétisation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » dans le deuxième quadrant du cycle d'hystérésis. Cette courbe (Fig. 2-9), normalement fournie par le fabricant indique la forme, les valeurs d'induction rémanente « J_r » et du champ coercitif « H_{cb} » (champ avec lequel l'aimant est complètement démagnétisé mais pas désaimanté). L'autre caractéristique aussi fournie par le constructeur est la courbe « $\mathbf{J}(\mathbf{H})$ ». Cette courbe, appelée courbe de désaimantation est définie par son caractère rectangulaire décrit par son champ de rigidité limite « H_k ». Ce champ représente la limite applicable pour limiter à 10 % les effets de la désaimantation réversible (partie verte) et irréversible (partie rouge) de l'aimant, cf. Fig. 2-9.

Le champ coercitif « H_{cj} » sur la courbe « $\mathbf{J}(\mathbf{H})$ » représente le champ magnétique avec lequel l'aimant perd toutes ses propriétés magnétiques. Les caractéristiques présentées montrent que l'aimant peut travailler au-delà de « H_{cb} » sans être désaimanté de façon irréversible. Dans le cas d'un circuit magnétique soumis à des champs variables externes, il est donc pertinent d'adopter la limite « H_k » comme contrainte de dimensionnement (contrainte de désaimantation) cf. **Annexe F**.

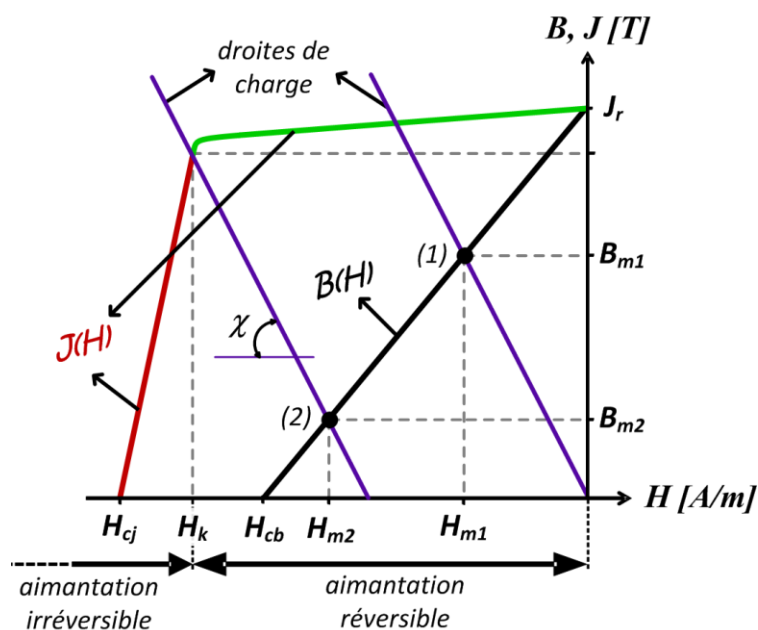


Fig. 2-9 : courbes de démagnétisation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » et désaimantation « $\mathbf{J}(\mathbf{H})$ » d'un aimant ; visualisation des droites de charge

Le point de fonctionnement magnétique limite est caractérisé par la droite de charge passant par le point (2) (« B_{m2} » étant l'induction limite de désaimantation, cf. Fig. 2-9). La pente « χ » des droites de charges est définie par la perméance « P » du circuit magnétique, caractérisée par la géométrie du circuit magnétique où l'aimant est inséré.

2.3.2.2 Circuit magnétique élémentaire à aimant excité par un bobinage

Cette section explique le comportement d'un circuit magnétique élémentaire dans lequel nous prenons en compte des phénomènes souvent négligés dans le dimensionnement classique des actionneurs à basse vitesse et à petits entrefers. La Fig. 2-10 présente le circuit magnétique élémentaire alimenté à la fois par un aimant (inducteur) et par un bobinage (induit).

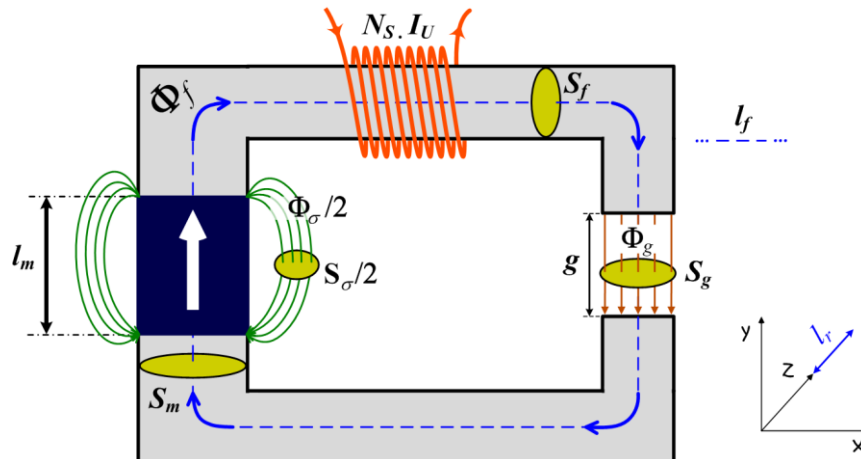


Fig. 2-10 : Circuit magnétique alimenté par un aimant et par un bobinage

L'indice « m » concerne l'aimant, « f » le matériau ferromagnétique, « g » l'entrefer et « σ » les fuites ; « I_U » est le courant de l'induit, « N_S » est le nombre de spires du bobinage et leur produit (Ampère-tour) définit la force magnétomotrice causée par le courant d'induit :

$$f_{MM_U} = N_S \cdot I_U \quad (2-30)$$

Les inductions magnétiques des différents matériaux sont aussi présentées :

$$B_f = \mu_f \cdot H_f \quad (\text{matériau ferromagnétique}) \quad (2-31)$$

$$B_g = \mu_0 \cdot H_g \quad (\text{entrefer}) \quad (2-32)$$

$$B_m = \mu_m \cdot H_m + J_r \quad (\text{aimant}) \quad (2-33)$$

où « J_r » est l'induction rémanente de l'aimant. L'application des équations (2-26) et (2-29) donne :

$$H_m \cdot l_m + H_f \cdot l_f + H_g \cdot g = N_S \cdot I_U \quad (2-34)$$

$$\Phi_m = \Phi_g + \Phi_\sigma \quad (2-35)$$

De manière classique, le flux des fuites « Φ_σ » est souvent négligé et dans un circuit magnétique non-saturé ou pas trop saturé, le flux rotationnel dû au champ dans le matériau ferromagnétique est négligeable « $H_f \sim 0$ » parce que la perméabilité de ces matériaux est très supérieure à celle de l'air « $\mu_f \gg \mu_0$ ».

En réalité, ces hypothèses d'étude ne sont pas satisfaites et de plus elles jouent directement sur l'épaisseur de l'entrefer [BRI90]. Dans notre modélisation, nous les prenons en compte selon une approche linéaire via deux coefficients numériques supplémentaires :

$$k_{Hop} = \frac{\Phi_{\sigma} + \Phi_g}{\Phi_g} \quad (2-36)$$

$$r_m = \frac{H_f \cdot l_f + H_g \cdot g}{H_g \cdot g} \quad (2-37)$$

« k_{Hop} » : est le coefficient de fuites de Hopkinson [LEC07] : il représente le rapport du flux total issu de l'aimant sur le flux utile dans l'entrefer.

« r_m » : est le coefficient de pertes de force magnétomotrice : il représente le fait que le flux dans le matériau ferromagnétique n'est pas parfaitement canalisé. Il considère la force magnétomotrice des fuites (« H_f » étant non-négligeable) vis-à-vis de la force magnétomotrice dans l'entrefer.

Les équations (2-34) et (2-35) deviennent :

$$H_m \cdot l_m + r_m \cdot H_g \cdot g = N_S \cdot I_U \quad (2-38)$$

$$B_m \cdot S_m = k_{Hop} \cdot B_g \cdot S_g \quad (2-39)$$

☑ Droite de charge et réaction d'induit

Comme introduit précédemment, la droite de charge (droite de fonctionnement, droite de perméance ou droite de travail) permet d'obtenir le point de fonctionnement magnétique par son intersection avec la courbe de démagnétisation « $\mathbf{B(H)}$ » de l'aimant. Cette intersection dépend directement des dimensions de l'aimant et de l'entrefer [HSU07]. A partir des équations précédentes, l'expression de la droite de charge de l'aimant est définie par :

$$B_m = -\frac{k_{Hop}}{r_m} \cdot \frac{\mu_0}{g} \cdot \frac{S_g}{S_m} \cdot (H_m \cdot l_m - N_S \cdot I_U) \quad (2-40)$$

$$\chi = -\tan^{-1}(P) \quad (2-41)$$

$$P = \frac{k_{Hop}}{r_m} \cdot \frac{l_m}{g} \cdot \frac{S_g}{S_m} \quad (2-42)$$

« P » est le coefficient de perméance du circuit magnétique. L'application de (2-33) donne « B_m » et « H_m » en fonction de l'induction rémanente de l'aimant :

$$H_m = \left(\frac{k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} - 1 \right) \cdot \frac{J_r}{\mu_r \cdot \mu_0} + \frac{k_{Hop} \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} \cdot N_S \cdot I_U \quad (2-43)$$

$$B_m = \frac{k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g}{r_m \cdot \mu_r \cdot g \cdot S_m + k_{Hop} \cdot l_m \cdot S_g} \cdot \left(J_r + \frac{\mu_r \cdot \mu_0}{l_m} \cdot N_S \cdot I_U \right) \quad (2-44)$$

où « $\mu_r = \mu_m/\mu_0$ » représente la perméabilité relative de l'aimant.

La réaction d'induit caractérisée par le passage du courant « I_U » place le point de fonctionnement de l'aimant sur différents points de travail : nous observons donc une aimantation résultante variable pouvant être magnétisante « $I_U > 0$ » ou démagnétisante « $I_U < 0$ ». La Fig. 2-11 illustre les cas possibles de fonctionnement selon la réaction d'induit soumise.

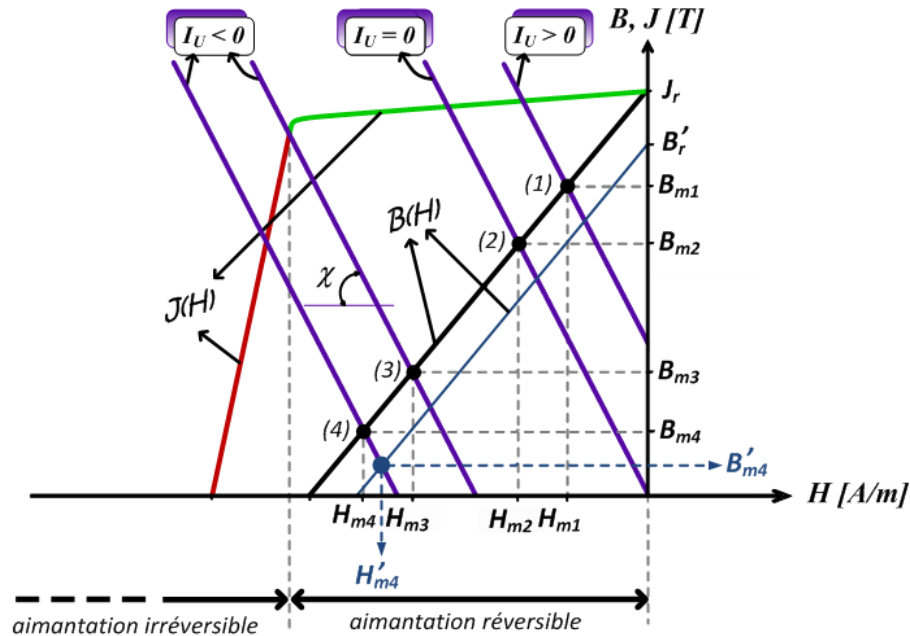


Fig. 2-11 : Déplacement de la droite de charge : réaction d'induit

Point	(1)	(2)	(3)	(4)
I_U	positif	zéro	négatif	négatif
aimantation	réversible	réversible	limite de fonctionnement	irréversible : changement de droite de recul : (B'_{m4}, H'_{m4})

Tab.2-4 : Effets de la réaction d'induit dans le circuit magnétique

Induction magnétique dans l'entrefer à vide « B_{0g} »

L'expression de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide est calculée avec « $I_U = 0$ ». Elle définit l'induction de l'aimant à courant d'induit nul. A partir des équations présentées précédemment, nous obtenons :

$$B_{0g} = \frac{J_r}{r_m \cdot \mu_r \cdot \frac{g}{l_m} + k_{Hop} \cdot \frac{S_g}{S_m}} \quad (2-45)$$

En plus de dépendre de la valeur d'aimantation rémanente propre à l'aimant « J_r », nous constatons la dépendance forte de la valeur d'induction dans l'entrefer par rapport à la géométrie de l'aimant (hauteur « l_m » et surface « S_m ») et de l'entrefer (épaisseur « g » et surface « S_g »). Il s'agit donc bien là d'un couplage fort entre comportement magnétique et géométrie.

2.3.2.3 Application à l'actionneur

Le circuit magnétique de l'actionneur peut être fondamentalement résumé par sa structure rotorique (aimants permanents) et sa structure statorique (tôles magnétiques et le bobinage dans les encoches). En plus des éléments cités, l'**Annexe B** décrit en détails tous les matériaux qui intègrent l'actionneur dans notre modélisation.

☑ Les aimants permanents

Le choix de l'aimant dans notre modélisation (présenté dans l' **Annexe B**) s'est porté sur le « Sm_2Co_{17} ». La Fig. 2-12 présente l'aimant RECOMA 28 du fabricant *Precision Magnets* [RECOMA] sur lequel nous considérons la courbe de température à 200 °C.

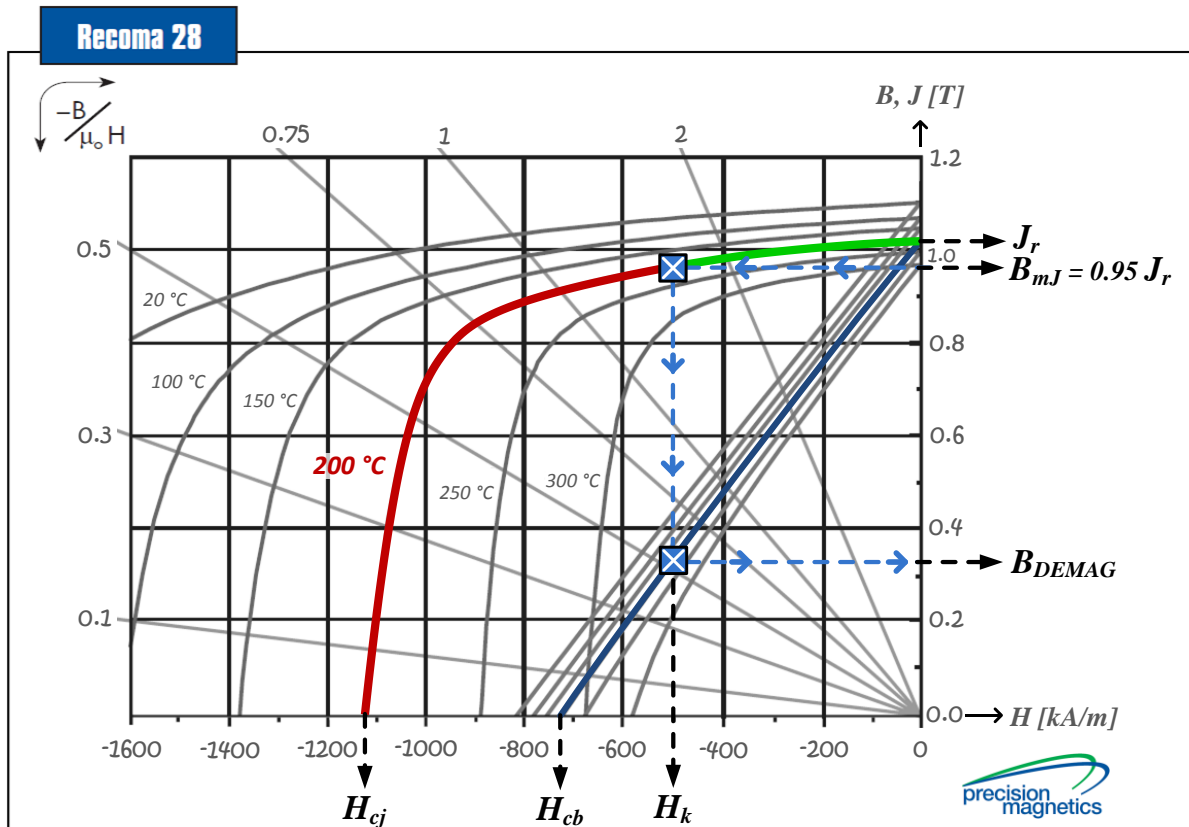


Fig. 2-12 : Dimensionnement de l'aimant Sm_2Co_{17} : courbe de démagnétisation à 200 °C

Le critère de dimensionnement se fait sur le choix du champ de rigidité limite « H_k » afin de restreindre les effets de la désaimantation réversible et irréversible de l'aimant. Un bon compromis consiste à conserver sur tous les points de la mission de vol au moins 90 % de l'aimantation [BRI90].

Nous avons considéré une valeur de 95 % de l'aimantation rémanente pour avoir un coefficient de perméance « $P \sim 1.5$ ». Dans une conception optimale de l'actionneur haute vitesse, cette valeur représente un très bon compromis dans la réduction des pertes totales [NOG07]. D'autre part, pour notre modélisation, l'insertion de la frette de maintien des aimants augmente l'entrefer équivalent « $s + \delta$ ». Cette augmentation aura indirectement un effet sur la hauteur des aimants qui doit être suffisante pour assurer le niveau d'induction dans l'entrefer.

En effet, plus l'entrefer équivalent est élevé (risque d'une réluctance élevée du circuit magnétique), plus la droite d'entrefer est inclinée, ce qui produit un effet de désaimantation plus prononcé. Pour assurer la tenue magnétique des aimants sur tous les points de la mission de vol, le

champ magnétique d'excitation doit donc rester inférieur en norme au champ maximal « H_k ». Autrement dit, l'induction magnétique en charge auquel est soumis l'aimant et qui résulte de l'intersection entre la droite de charge et sa caractéristique « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » doit être supérieure à « B_{DEMAG} » (cf. Fig. 2-12).

☑ Induction magnétique dans l'entrefer à vide « B_{0g} »

« B_{0g} » étant donnée par (2-45), il nous reste à définir les surfaces d'interface de l'entrefer « S_g » et de l'aimant « S_m » à partir de la géométrie de l'actionneur (cf. Fig. 2-6). Normalement, elles sont considérées comme identiques « $S_g = S_m$ » quand il s'agit de petits entrefers.

Pour notre modélisation, avec l'insertion de la frette de maintien des aimants, nous pouvons avoir des entrefers équivalents « g » de l'ordre de 10 % du rayon d'alésage « r_s ». Il est pertinent dans le dimensionnement de l'actionneur de prendre en compte les différences entre les surfaces « S_g » et « S_m ».

$$S_m = 2 \cdot \pi \cdot (r_s - g) \cdot K_p \cdot l_r \quad (2-46)$$

$$S_g = 2 \cdot \pi \cdot r_s \cdot l_r \quad (2-47)$$

Lorsque l'entrefer n'est plus négligeable face au rayon d'alésage, l'expression de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide est donnée par l'expression de « B_{0g} » :

$$B_{0g} = \frac{J_r}{r_m \cdot \mu_r \cdot \frac{K_C \cdot g}{l_m} + \frac{k_{Hop}}{K_p} \cdot \frac{1}{(1 - g/r_s)}} \quad (2-48)$$

L'induction à vide d'entrefer est liée à la fois à l'épanouissement des aimants « K_p » mais aussi à la hauteur des aimants « l_m » et à l'entrefer « g ». Cette induction est aussi affectée par l'ouverture des encoches.

Le coefficient « K_C » [WAN99] représente le coefficient d'homogénéisation de Carter qui prend en compte, par la loi d'Ampère (2-17), les phénomènes liés aux becs d'encoche.

$$K_C = \frac{\tau_{enc}}{\tau_{enc} - \kappa \cdot (g + l_m)} \quad (2-49)$$

$$\kappa = \frac{4}{\pi} \cdot \left[r_{bgl} \cdot \tan^{-1}(r_{bgl}) - \frac{1}{2} \cdot \log(1 + r_{bgl}^2) \right] \quad (2-50)$$

$$r_{bgl} = \frac{b_0}{2 \cdot (g + l_m)} \quad (2-51)$$

où « r_{bgl} » est le rapport entre l'ouverture d'encoche et l'entrefer total.

Pour notre modélisation, l'ouverture d'encoche est imposée à une faible valeur, ce qui fait que le coefficient de Carter des actionneurs dimensionnés est très proche de l'unité.

☑ Valeur efficace du fondamental de l'induction magnétique dans l'entrefer à vide « B_{1g} »

L'induction magnétique des aimants est considérée radiale. La Fig. 2-13 présente une période de l'induction d'un aimant dans l'entrefer « B_g » et illustre la répartition spatiale sinusoïdale du fondamental « B_{1g} » avec la position le long de l'entrefer. La valeur « B_{0g} » du plateau de l'induction dans l'entrefer est donnée (2-48) .

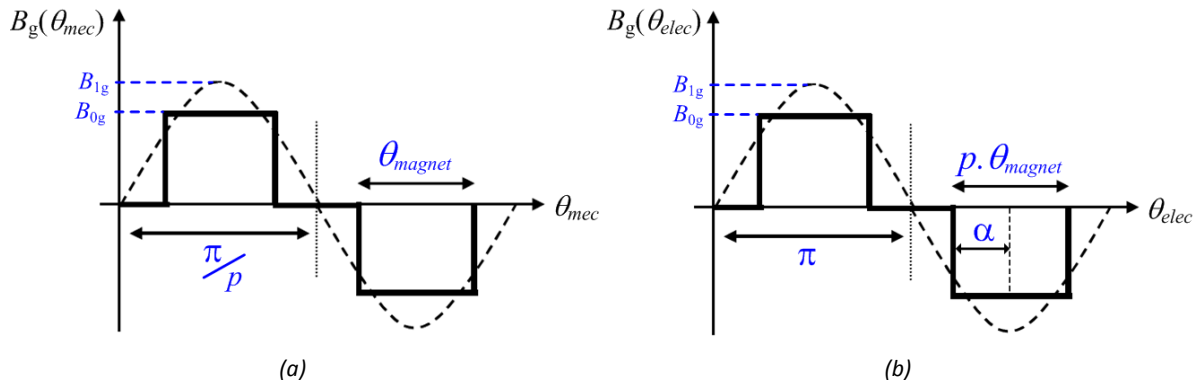


Fig. 2-13 : Période d'induction magnétique le long de l'entrefer:
(a) angle mécanique « θ_{mec} »; (b) angle électrique « θ_{elec} »

L'angle électrique « α », correspondant à la moitié de l'angle électrique d'un pôle (2-52) [SLE87], peut être écrit en fonction de l'épanouissement d'aimant « K_p » (2-53) :

$$\alpha = p \cdot \frac{\theta_{magnet}}{2} \quad (2-52)$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \cdot K_p \quad (2-53)$$

La valeur efficace du fondamental de l'induction « B_{1g} » par décomposition en série de Fourier s'exprime par :

$$B_{1g} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot B_{0g} \cdot \sin(\alpha) \quad (2-54)$$

☑ Les tôles magnétiques et le bobinage dans les encoches : régime linéaire de fonctionnement

Les tôles sont des matériaux ferromagnétiques doux caractérisés par leur très bonne conduction du flux magnétique et pour être facilement aimantés et désaimantés suite à l'apparition ou disparition d'un champ magnétique externe. Au sein de l'actionneur, ce sont les flux magnétiques des aimants permanents et du bobinage dans les encoches (bobines traversées par un courant) qui sont canalisés par les tôles.

D'après (2-18) la notion de flux magnétique est liée aux dimensions, donc aux différentes surfaces traversées par le flux. Physiquement, il existe une limite physique propre aux dimensions qui caractérise le fait que nous ne pouvons pas augmenter de façon indéfinie le flux résultant dans les tôles. Cette limite de saturation (flux de saturation « Φ_{SAT} ») est donnée par les caractéristiques du circuit magnétique (perméabilité, reluctance, etc.).

Raisonnement en flux n'est pas la façon la plus adéquate du fait qu'elle est propre à une géométrie donnée. Les constructeurs de tôles fournissent plutôt les courbes « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » du matériau, valable pour n'importe quelle géométrie (exemple de la Fig. 2-12).

Au delà d'une certaine valeur d'induction magnétique limite « B_{SAT} » fonction d'un niveau de champ magnétique « H_{SAT} » (ampères-tours), le matériau atteint donc la saturation. La prise en compte de la saturation magnétique permet une meilleure exploitation des caractéristiques du matériau dans les tôles ainsi que de maîtriser l'« état magnétique » au sein de l'actionneur et de maîtriser les amplitudes de champ magnétique « H » (courants) afin de ne pas trop saturer l'actionneur. Dans les travaux présentés en [MIL90, RAD95, KRI01, VIJ01, CHE04, DUI06, RAM06, RAD07, JAN11, VAN11, VID11], le dimensionnement de l'actionneur intègre l'effet de la réaction d'induit sur l'état de saturation magnétique de l'actionneur. Les phénomènes occasionnés par les non-linéarités liés à un fonctionnement fortement saturé peuvent être listés :

- chute de la perméabilité magnétique ;
- chute des inductances propres et mutuelles ;
- chute du couple électromagnétique ;
- dégradation du facteur de puissance ;
- augmentation du courant de phase ;
- variations de la perméance magnétique lors du mouvement du rotor ;
- saturations locales, notamment dans les dents statoriques.

Dans notre modélisation, concernant le circuit magnétique du stator, certaines hypothèses sont prises en compte :

- le circuit magnétique est parfaitement feuilleté ;
- la répartition sinusoïdale du bobinage (cf. **section 2.3.3**) produit des forces magnétomotrices distribuées sinusoïdalement ;
- l'entrefer est considéré constant d'un point de vue magnétique : variations de réluctances d'encoche négligeables (coefficient d'homogénéisation de Carter très proche de l'unité) ;
- la répartition des forces contre-électromotrices est sinusoïdale ;
- les inductances propres et mutuelles sont supposées constantes ;
- l'induction en charge correspond à la somme des inductions dues à l'excitation et à la réaction d'induit : principe de la superposition assuré.

Les trois dernières hypothèses caractérisent un **circuit magnétique non-saturé**. Même si, classiquement, le point de fonctionnement dimensionnant d'un actionneur électrique se situe généralement au voisinage du coude de saturation de la courbe « $\mathbf{B(H)}$ », considérer un circuit magnétique non-saturé est tout à fait raisonnable dans le cas des actionneurs à haute vitesse [JAN10]. Techniquement, pour pallier les valeurs excessives des pertes fer (prépondérante sur le bilan global), il est pertinent de choisir des matériaux de tôles magnétiques à faibles densité de pertes et de fonctionner à des niveaux d'induction dans le régime linéaire de la courbe « $\mathbf{B(H)}$ » [HUA07, MIS08]. Les actionneurs haute vitesse ont souvent les pertes fer les plus importantes face aux autres pertes considérées [BIA06]. Ce constat est d'ailleurs vérifié dans le **Chapitre 3**, concernant les résultats d'optimisation de l'actionneur, dans lesquels les pertes fer sont de loin prépondérantes par rapport aux pertes Joule, aérodynamiques et dans les aimants permanents.

Concernant les matériaux des tôles magnétiques, comme décrit dans la **section 2.3.7.2** (pertes fer de l'actionneur), le choix tôles magnétiques s'est porté sur la structure à grains non-orientés « NO20 » d'épaisseur « $d = 0.2 \text{ mm}$ ». Le « NO20 » est caractérisé pour avoir des valeurs élevées de perméabilité magnétique « $\mu_r \sim 10 \cdot 10^3$ » et de saturation « $B_{SAT} \sim 1.8 \text{ T}$ ». Dans notre démarche de dimensionnement, les niveaux d'induction dans la culasse statorique « B_y » et dans les dents « B_t » (2-66) sont déterminés via l'algorithme d'optimisation. Pour assurer un fonctionnement dans la zone linéaire et donc garder la mise en équation dans les limites exploitables du modèle développé, les valeurs d'induction magnétique sont directement affectées via les contraintes de domaine, présentées dans le **Chapitre 3**.

2.3.2.4 Couplage entre la géométrie et le modèle magnétique de l'actionneur

La caractérisation de la géométrie (section 2.3.1) et le modèle magnétique de l'actionneur (section actuelle) étant présentés, nous pouvons maintenant établir les relations de couplage qui définissent les dimensions de l'actionneur. Le Tab.2-5 présente les équations utilisées dans la détermination des dimensions géométriques de l'actionneur. Les équations présentées sont déduites suite à l'application de la loi de conservation du flux.

☑ CALCULS DES DIFFERENTES DIMENSIONS GEOMETRIQUES DE L'ACTIONNEUR		
$l_m = -\frac{B_{mJ}}{H_k} \cdot (1 - R_{gr}) \cdot K_p \cdot \frac{g}{\mu_0} \cdot \frac{r_m}{k_{Hop}}$	(hauteur d'aimant)	(2-55)
$d_r = \sqrt{2} \cdot \frac{B_{1g}}{J_r} \cdot \frac{\alpha}{p} \cdot (r_{Smoy} - g - l_m)$	(épaisseur de culasse rotorique)	(2-56)
$d_s = r_s \cdot R_{dr}$	(profondeur d'encoche)	(2-57)
$d_y = \sqrt{2} \cdot \frac{B_{1g}}{B_y} \cdot \frac{\alpha}{p} \cdot r_{Smoy}$	(épaisseur de culasse statorique)	(2-58)
$\omega_t = \frac{\sqrt{2}}{2 \cdot \pi} \cdot \frac{B_{1g}}{B_t} \cdot \tau_{enc}$	(largeur de dent)	(2-59)
$\omega_s = (1 + R_{dr}) \cdot \tau_{enc} - \omega_t$	(largeur du fond d'encoche)	(2-60)
$\omega_m = 2 \cdot R_m^{EXT} \cdot \frac{\alpha}{p}$	(largeur d'aimant)	(2-61)
$l_r = \frac{r_s}{R_{rl}}$	(longueur active du paquet de tôles)	(2-62)

Tab.2-5 : Relations utilisées pour la caractérisation des dimensions de l'actionneur HSPMSM

Il faut remarquer que toutes les équations sont dépendantes du rayon d'alésage « r_s ». En effet, comme il est présenté au **Chapitre 3**, la détermination de ce rayon représente le point de départ du dimensionnement des actionneurs caractérisant les solutions obtenues par optimisation.

Les variables « R_{dr} » et « R_{rl} » présentes dans le tableau sont définies au **Chapitre 3**. L'entrefer équivalent « $g = s + \delta$ » n'étant plus négligeable face au rayon d'alésage « r_s » (sections 2.3.2.2 et 2.3.2.3), nous considérons pour certains calculs le rayon moyen de l'entrefer défini par [RAG08] :

$$r_{Smoy} = r_s - \frac{g}{2} \quad (2-63)$$

Nous définissons la variable intermédiaire « R_{gr} » correspondant au rapport entrefer équivalent « g » sur rayon d'alésage « r_s » :

$$R_{gr} = \frac{g}{r_s} \quad (2-64)$$

Le dimensionnement des aimants se fait au point (B_{mJ} , H_k) sur la courbe « **J(H)** » de l'aimant à 200 °C (cf. Fig. 2-12). L'induction « B_{mJ} » étant choisie :

$$B_{mJ} = 0.95 J_r \quad (2-65)$$

La grandeur « B_r » correspond à la valeur de l'induction magnétique dans les dents du stator. Suite à discussions en cours de projet avec LIEBHERR-Aerospace Toulouse, nous faisons l'hypothèse que les dents ont une induction 20 % supérieure à celle de la culasse statorique :

$$B_r = 1.2B_y \quad (2-66)$$

2.3.2.5 Expression du couple électromagnétique de l'actionneur

Nous cherchons à exprimer l'équation du couple électromagnétique en fonction de la géométrie de l'actionneur. La géométrie étant cylindrique et si nous ne considérons que les composantes fondamentaux, le couple électromagnétique maximal peut être représenté par :

$$C_{em} = r \cdot F_t^R(r) \quad (2-67)$$

$$F_t^R(r) = B_{1g} \cdot K_{1S} \cdot S_{Cem} \quad (2-68)$$

où « r » représente le « bras de levier » et « F_t^R » représente la force tangentielle résultante de l'interaction entre le champ efficace à vide des aimants « B_{1g} » et des courants statoriques, représentées par la densité de courant linéique efficace « K_{1S} » le long du rayon « r » ; « S_{Cem} » représente la surface externe du cylindre sur laquelle le couple électromagnétique se produit.

De façon classique, le bras de levier est considéré au niveau de l'alésage, soit « $r = r_S$ ». L'expression du couple électromagnétique en fonction de la géométrie de l'actionneur est donnée par [SLE92] :

$$S_{Cem} = 2 \cdot \pi \cdot r_S \cdot l_r \quad (2-69)$$

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_S^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot K_{1S} \quad (2-70)$$

où « l_r » représente la longueur active du paquet de tôles.

Dans le but de considérer une densité de courant dans les encoches non idéalisée le long de l'alésage, nous effectuons le passage suivant :

$$2 \cdot \pi \cdot r_S \cdot K_{1S} = J_S \cdot S_{CU} \cdot N_{enc} \cdot K_{b(1)} \quad (2-71)$$

où « J_S » représente la densité surfacique efficace de courant dans les conducteurs à l'intérieur de l'encoche ; « S_{CU} » est la surface utile de cuivre (**section 2.3.4.3**) ; « $K_{b(1)}$ » est le facteur de distribution de premier harmonique (**section 2.3.3**).

L'équation du couple électromagnétique considérée dans notre étude est donnée par :

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_S^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot J_S \cdot \frac{S_{CU}}{\tau_{enc}} \cdot K_{b(1)} \quad (2-72)$$

Cette équation est intéressante du point de vue de la géométrie de l'actionneur (dépendance avec « r_S », « l_r », « S_{CU} », « τ_{enc} », « $K_{b(1)}$ »). Elle met aussi en évidence les performances magnétiques via l'induction magnétique à vide dans l'entrefer « B_{1g} », directement liée à la géométrie du rotor et aux propriétés magnétiques de l'aimant.

2.3.3 Mode de bobinage

Notre modèle suppose une distribution sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer. Pour pouvoir créer un champ tournant offrant un seul harmonique d'espace, il faudrait avoir une distribution du bobinage proche d'une onde sinusoïdale. Une façon de s'en approcher consiste à répartir le bobinage d'une phase sur plusieurs encoches [HAM09].

Pour la disposition du bobinage, il s'agit d'une symétrie électrique par pôle. La périodicité du bobinage se fait sur un pôle, soit un nombre d'encoches par pôles et par phase « N_{ep} » entier.

$$N_{ep} = \frac{N_{enc}}{2 \cdot p \cdot m} \quad (2-73)$$

En outre, parmi les familles et les types de pas de bobinage, nous retenons le bobinage à sections concentriques à double couche à pas raccourci. Classiquement, ce choix est effectué (avec un pas approprié) dans le but d'annuler un harmonique d'espace particulier ou de réduire sensiblement le taux de plusieurs harmoniques [STM01].

2.3.3.1 Facteur de bobinage global « K_b »

Les enroulements logés dans les encoches du stator sont constitués par la mise en série de groupes de bobines logées dans des encoches adjacentes régulièrement distribuées sur la périphérie. La prise en compte des particularités dues au bobinage définit le facteur de bobinage global [LAP07] :

$$K_b(v) = k_{sov}(v) \cdot k_i(v) \cdot k_d(v) \cdot k_{rac}(v) \quad (2-74)$$

où « v » est le rang des harmoniques d'espace du bobinage (impaires et non multiples de trois).

Les coefficients considérés sont définis :

- « k_{sov} » : facteur de filtrage dû à l'ouverture d'encoche ;
- « k_i » : facteur d'inclinaison (ou de vrillage) ;
- « k_d » : facteur de distribution de bobinage ;
- « k_{rac} » : facteur de réduction de pas de bobinage (ou facteur de raccourcissement).

L'**Annexe D** présente la description et la formulation utilisées pour chaque coefficient.

2.3.3.2 Les têtes de bobine

Les enroulements du stator se referment aux extrémités en formant des têtes de bobines. Pour un « N_{ep} » entier, quel que soit le type de bobinage, nous retrouvons l'équivalent de bobines diamétrales en angle électrique. Par conséquent, les bobines d'une phase sont décalées de « $m \cdot N_{ep}$ » pas dentaires, soit un décalage mécanique de « π/p ». Nous avons donc une répartition régulière des têtes de bobines pour des encoches régulièrement espacées d'un angle électrique « γ » du pas dentaire. L'équation (2-75) présente l'expression du calcul de la longueur pour des têtes de bobines dans le cas idéal [GUI65] (têtes de bobines très tendues) :

$$l_{tetes_bob} = \frac{\pi}{p} \cdot r_{moyen} \quad (2-75)$$

« r_{moyen} » représente le rayon moyen où les têtes de bobines sont placées dans le stator. L'expression retenue pour notre cas d'application est présentée par :

$$l_{tetes_bob} = \frac{\pi}{p} \left[r_s + \frac{2}{3} \cdot (d_s + d_y) \right] + 2 \cdot M_{enc} \quad (2-76)$$

$$M_{enc} = \frac{h_1 + \omega_s}{2} \quad (2-77)$$

$$h_1 = d_s - h_0 \quad (2-78)$$

où « M_{enc} » représente une 'moyenne d'encombrement' qui prend en compte le contour fait par le cuivre en sortant d'une encoche pour différents types d'encoche (Fig. 2-14).



Fig. 2-14 : Différentes allures d'encoche

2.3.4 Volumes et masses

A partir des relations géométriques (rayons, périmètres, circonférences, rectangles et trapèzes), nous exprimons les masses et volumes des parties de l'actionneur HSPMSM en fonction de la masse volumique de chaque matériau. Les matériaux caractérisant chaque partie de l'actionneur sont présentés dans l'**Annexe B**.

2.3.4.1 Stator

L'ensemble du stator est composé de sa culasse et de ses dents. La coupe de la culasse représente le volume du trapèze, ce dernier étant équivalent au volume du parallélépipède rectangle de la Fig. 2-15.

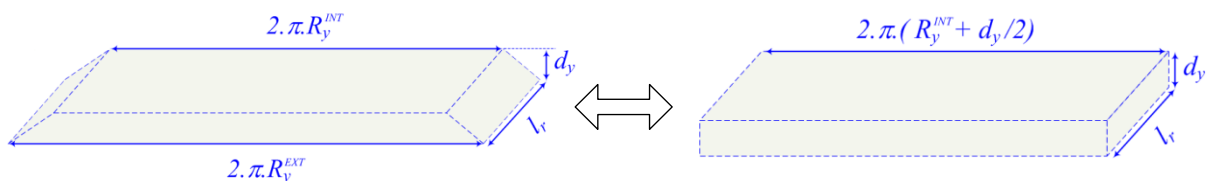


Fig. 2-15 : Coupe de la culasse du stator

Les expressions (2-79) et (2-84) donnent les volumes et les masses de la couronne du stator. Le rayon « R_y^{INT} » est défini cf. tableau Tab.2-3; le coefficient de foisonnement « k_f » représente le rapport du volume total de la culasse statorique par rapport au volume réel de fer dans de la structure feuilletée en tôles; « ρ_{N020} » est la masse volumique des tôles du stator ; « S_{dent}^{total} » est la surface totale de la dent (**Annexe C**).

☑ VOLUMES ET MASSES DU STATOR

$$V_{stator}^{culasse} = k_f \cdot 2 \cdot \pi \cdot \left(R_y^{INT} + \frac{d_y}{2} \right) \cdot d_y \cdot l_r \quad (\text{volume de la culasse statorique}) \quad (2-79)$$

$$M_{stator}^{culasse} = V_{stator}^{culasse} \cdot \rho_{NO20} \quad (\text{masse de la culasse statorique}) \quad (2-80)$$

$$V_{stator}^{dents} = k_f \cdot S_{dent}^{total} \cdot l_r \cdot N_{enc} \quad (\text{volume des dents statoriques}) \quad (2-81)$$

$$M_{stator}^{dents} = V_{stator}^{dents} \cdot \rho_{NO20} \quad (\text{masse des dents statoriques}) \quad (2-82)$$

$$V_{stator} = V_{stator}^{culasse} + V_{stator}^{dents} \quad (\text{volume total du stator}) \quad (2-83)$$

$$M_{stator} = M_{stator}^{culasse} + M_{stator}^{dents} \quad (\text{masse totale du stator}) \quad (2-84)$$

2.3.4.2 Rotor

L'ensemble du rotor est composé d'un moyeu ferromagnétique (culasse), des aimants permanents, des intercalaires entre aimants et de la frette de maintien. Les équations (2-85) -(2-94) présentent les expressions des volumes et des masses de chaque composant du rotor.

☑ VOLUMES ET MASSES DU ROTOR

$$V_{rotor}^{culasse} = \pi \cdot \left[(R_r^{EXT})^2 - (R_r^{INT})^2 \right] \cdot l_r \quad (\text{volume du moyeu rotorique}) \quad (2-85)$$

$$M_{rotor}^{culasse} = V_{rotor}^{culasse} \cdot \rho_{Z15CN17} \quad (\text{masse du moyeu rotorique}) \quad (2-86)$$

$$V_{rotor}^{aimants} = \pi \cdot \left[(R_m^{EXT})^2 - (R_m^{INT})^2 \right] \cdot K_p \cdot l_r \quad (\text{volume des aimants}) \quad (2-87)$$

$$M_{rotor}^{aimants} = V_{rotor}^{aimants} \cdot \rho_{Sm2Co17} \quad (\text{masse des aimants}) \quad (2-88)$$

$$V_{rotor}^{Al2024} = \pi \cdot \left[(R_m^{EXT})^2 - (R_m^{INT})^2 \right] \cdot (1 - K_p) \cdot l_r \quad (\text{volume des intercalaires}) \quad (2-89)$$

$$M_{rotor}^{Al2024} = V_{rotor}^{Al2024} \cdot \rho_{Al2024} \quad (\text{masse des intercalaires}) \quad (2-90)$$

$$V_{rotor}^{frette} = \pi \cdot \left[(R_{frette}^{EXT})^2 - (R_m^{EXT})^2 \right] \cdot l_r \quad (\text{volume de la frette}) \quad (2-91)$$

$$M_{rotor}^{frette} = V_{rotor}^{frette} \cdot \rho_{XX} \quad (\text{masse de la frette}) \quad (2-92)$$

$$V_{rotor} = V_{rotor}^{culasse} + V_{rotor}^{aimants} + V_{rotor}^{Al2024} + V_{rotor}^{frette} \quad (\text{volume total du rotor}) \quad (2-93)$$

$$M_{rotor} = M_{rotor}^{culasse} + M_{rotor}^{aimants} + M_{rotor}^{Al2024} + M_{rotor}^{frette} \quad (\text{masse totale du rotor}) \quad (2-94)$$

où les rayons « R_r^{EXT} », « R_r^{INT} », « R_m^{EXT} », « R_m^{INT} » et « R_{frette}^{EXT} » sont définis cf. tableau Tab.2-3 ; « $\rho_{Z15CN17}$ » est la masse volumique du moyeu ; « $\rho_{Sm2Co17}$ » est la masse volumique des aimants ; « ρ_{Al2024} » est la masse volumique des intercalaires ; « ρ_{XX} » est la masse volumique de la frette (titane ou carbone).

2.3.4.3 Cuivre

Le volume (respectivement la masse) de cuivre (utile) concerne le volume (respectivement la masse) des enroulements logés dans les encoches de l'actionneur plus le volume (respectivement la masse) de cuivre des têtes de bobines.

VOLUMES ET MASSES DE CUIVRE

$$V_{\text{cuivre}}^{\text{encoches}} = S_{\text{CU}} \cdot l_r \cdot N_{\text{enc}} \quad (\text{volume de cuivre dans les encoches}) \quad (2-95)$$

$$M_{\text{cuivre}}^{\text{encoches}} = V_{\text{cuivre}}^{\text{encoches}} \cdot \rho_{\text{CU}} \quad (\text{masse de cuivre dans les encoches}) \quad (2-96)$$

$$V_{\text{cuivre}}^{\text{têtes_bob}} = S_{\text{CU}} \cdot l_{\text{têtes_bob}} \cdot N_{\text{enc}} \quad (\text{volume de cuivre des têtes de bobines}) \quad (2-97)$$

$$M_{\text{cuivre}}^{\text{têtes_bob}} = V_{\text{cuivre}}^{\text{têtes_bob}} \cdot \rho_{\text{CU}} \quad (\text{masse de cuivre des têtes de bobines}) \quad (2-98)$$

$$V_{\text{cuivre}} = V_{\text{cuivre}}^{\text{encoches}} + V_{\text{cuivre}}^{\text{têtes_bob}} \quad (\text{volume totale de cuivre}) \quad (2-99)$$

$$M_{\text{cuivre}} = M_{\text{cuivre}}^{\text{encoches}} + M_{\text{cuivre}}^{\text{têtes_bob}} \quad (\text{masse totale de cuivre}) \quad (2-100)$$

où « ρ_{CU} » est la masse volumique du cuivre ; « $l_{\text{têtes_bob}}$ » est la longueur des têtes de bobine cf. (2-76) ; « S_{CU} » est la surface de cuivre dans l'encoche (appelée aussi de surface utile).

$$S_{\text{CU}} = K_r \cdot S_{\text{enc}} \quad (2-101)$$

où « K_r » est le rapport entre les surfaces utile et totale d'encoche (facteur de remplissage d'encoche).

➡ Remarque :

Pour notre cas d'application, vu les limitations mécaniques pour la haute vitesse citées dans la section 2.2.2 qui influent directement sur les dimensions de la partie mobile de l'actionneur, les têtes de bobines ont une tendance à être assez grandes (cf. Fig. 2-16).



Fig. 2-16 : Exemple de têtes de bobine de l'actionneur pour l'application ECS électrique

En termes de proportion, nous estimons avoir en moyenne une tendance du rapport des masses telle que :

RAPPORT ESTIME DE LA MASSE DE CUIVRE LOGES DANS LES ENCOCHES

$$\frac{M_{cuivre}^{encoches}}{M_{cuivre}} \approx 40\%$$

RAPPORT ESTIME DE LA MASSE DE CUIVRE DES TÊTES DE BOBINES

$$\frac{M_{cuivre}^{tetes_bob}}{M_{cuivre}} \approx 60\%$$

2.3.4.4 Volume et masse totaux de l'actionneur

A partir des calculs précédents, les volumes et masses totaux sont :

VOLUMES ET MASSES TOTAUX

$$V_{HSPMSM}^{total} = V_{stator} + V_{rotor} + V_{cuivre} \quad (\text{volume total de l'actionneur HSPMSM}) \quad (2-102)$$

$$M_{HSPMSM}^{total} = M_{stator} + M_{rotor} + M_{cuivre} \quad (\text{masse totale de l'actionneur HSPMSM}) \quad (2-103)$$

2.3.5 Modèle circuit électrique

L'application des équations (2-18) et (2-19) donne le système d'équations final, adaptées à l'actionneur synchrone à aimants permanents à pôles lisses. Ce système représente le modèle linéaire de Behn-Eschenburg [MAR05] qui caractérise l'actionneur dans le repère triphasé avec charge linéaire symétrique et avec l'hypothèse d'un circuit magnétique non-saturé.

$$\begin{bmatrix} v_U(t) \\ v_V(t) \\ v_W(t) \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_U(t) \\ e_V(t) \\ e_W(t) \end{bmatrix} \quad (2-104)$$

où « $e_{U,V,W}$ » sont les forces contre-électromotrices à vide (« $i_{U,V,W} = 0$ ») de l'actionneur.

Une remarque prenant en compte notre modélisation du circuit électrique est que toutes les grandeurs sont considérées en valeurs crêtes. L'**Annexe E** présente la description du modèle utilisé. Il est présenté le modèle circuit monophasé équivalent et la modélisation dans le repère de Park « dq » pour la commande.

2.3.5.1 Estimation de l'inductance de têtes de bobine « L_{tetes_bob} »

Comme il a précédemment été abordé (**section 2.3.4.3**) dans notre cas d'application, l'encombrement des têtes de bobines est assez important. L'inductance de têtes de bobines ne peut donc pas être négligée. Sa détermination fait partie des problèmes complexes englobant la troisième dimension de l'actionneur. Notre approche purement analytique ne considérant que les effets 2D, nous avons cherché différents modèles d'estimation de « L_{tetes_bob} ». Plusieurs modèles empiriques sont trouvés dans la littérature [ALG28, LIW67, KOS69, MID95, MIL96], chacun ayant une

caractéristique selon le type de bobinage utilisé. Les travaux de [RIC94, LAC07] évoquent un bon résumé des modèles existants.

En [DA08] une méthode a été développée pour estimer les inductances têtes de bobines (incluant les mutuelles). A partir de la disposition d'une bobine, le principe consiste à estimer le pourcentage du flux traversant les autres enroulements. Ce flux est représenté en fonction de certains coefficients dépendant du nombre d'encoches et des dispositions des autres bobines. La méthode est intéressante, mais elle ne s'applique qu'aux cas dans lesquels la géométrie et la disposition du bobinage sont connus.

Nous avons opté pour le modèle de M. Liwschitz [LIW67, MID95]. Ce modèle est adapté à notre type de bobinage : sections concentriques à double couche à pas raccourci. L'équation (2-105) présente la formulation empirique adaptée à nos types d'actionneurs. L'incertitude de cette équation est comprise entre 10 et 20 %.

$$L_{tetes_bob_1} = 2 \cdot l_{tetes_bob} \cdot P_{tetes_bob} \cdot (k_{rac(1)} \cdot N_{ph})^2 \quad (2-105)$$

où « l_{tetes_bob} » représente la longueur de cuivre de têtes de bobine ; « P_{tetes_bob} » est la perméance de têtes de bobines ; « $k_{rac(1)}$ » est le facteur de réduction de pas de bobinage (ou facteur de raccourcissement) de premier harmonique (cf. **Annexe D**) ; « N_{ph} » est le nombre de spires en série par phase.

2.3.5.2 Estimation de l'inductance de fuites « L_f »

L'inductance de fuite « L_f » est classiquement divisée en trois parties. Ce qui caractérise la complexité de sa modélisation. Les différentes parties sont décrites :

- inductance de fuite des têtes de bobine ;
- inductance de fuite des têtes de dents ;
- inductance de fuite d'encoche.

Concernant les deux premières, il est très difficile d'avoir une estimation de ces inductances sans aide d'une simulation 3D par éléments finis. Nous faisons l'hypothèse que ces deux termes sont négligeables. Par ailleurs, les références [LIW67, FOG99] proposent certains modèles analytiques. Pour le calcul de l'inductance de fuite « L_f » nous ne considérons donc que les fuites d'encoche. Via l'application des lois d'Ampère et de la conservation du flux, l'équation analytique utilisée [CHA00] dans le calcul de « L_f », adaptée à nos types d'actionneurs, est présentée :

$$L_f = 2 \cdot \mu_0 \cdot I_r \cdot N_{ph} \cdot N_{ce} \cdot \lambda_f^{enc} \quad (2-106)$$

où « λ_f^{enc} » est le coefficient de fuite d'encoche, qui dépend de la géométrie de l'encoche. Notre géométrie étant à dents droites avec l'angle du bec d'encoche nul, « λ_f^{enc} » est défini par [KOS69] :

$$\lambda_f^{enc} = \frac{2}{3} \cdot \left[\frac{(d_s - h_0)}{\omega_s + \tau_{enc} \cdot \left(1 + \frac{h_0}{r_s}\right) - \omega_t} \right] + 2 \cdot \frac{h_0}{b_0} \quad (2-107)$$

Les paramètres géométriques ont été définis dans la **section 2.3.1**.

2.3.5.3 Calcul de la résistance statorique « R_S »

La démarche consiste à vérifier le parcours d'un conducteur de cuivre d'une phase de l'actionneur. La résistance de cuivre d'un conducteur « R_{CU}^{1C} » est déduite par la relation classique :

$$R_S^{1C} = \frac{\rho_{CU}}{S_{CU}^{1C}} \cdot l_{CU} \quad (2-108)$$

$$S_{CU}^{1C} = \frac{S_{CU}}{N_{ce}} \quad (2-109)$$

où « S_{CU}^{1C} » est la surface de cuivre d'un conducteur; « l_{CU} » est la longueur d'un conducteur.

$$l_{CU} = l_r + l_{tetes_bob} \quad (2-110)$$

La résistance totale statorique d'une phase dépend du nombre de conducteurs de cuivre par phase :

$$N_{phase}^{conducteurs} = 2 \cdot N_{ph} \quad (2-111)$$

$$R_S = N_{phase}^{conducteurs} \cdot R_{CU}^{1C} \quad (2-112)$$

L'expression de la résistance statorique d'une phase :

$$R_S = 2 \cdot N_{ph} \cdot N_{ce} \cdot \frac{\rho_{CU}}{S_{CU}} \cdot (l_r + l_{tetes_bob}) \quad (2-113)$$

2.3.5.4 Lois de similitude de l'actionneur : adaptation du bobinage

Pour quantifier les paramètres du circuit, nous nous servons des lois de similitude de l'actionneur [JUF79, REG03]. En fonction des paramètres souhaités, ces lois permettent de prévoir les caractéristiques de l'actionneur toute en présentant les tendances de différents paramètres de manière simple par de courbes uniques. Un exemple typique a été présenté dans la **section 2.2.2**, dans lequel il a été montré l'évolution du diamètre du rotor en fonction de la vitesse de rotation pour les frettes non-conductrices et métalliques. En appliquant ce principe à notre problème, ces lois permettent de prévoir les caractéristiques de l'ensemble des paramètres électriques et magnétiques d'un actionneur à vitesse de rotation, rayon d'alésage et longueur du paquet de tôles donnés.

La détermination de ces paramètres est faite à partir d'une technique d'adaptation du bobinage. Nous parlons donc de la détermination du nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} ». L'idée consiste d'abord à exprimer les paramètres électriques et magnétiques d'une solution d'actionneur donnée en fonction de sa géométrie. A ce stade, nous considérons donc avoir un actionneur ne portant qu'un conducteur par encoche « $N_{ce} = 1$ ». Nous calculons la valeur de « N_{ce} » permettant d'atteindre un point de fonctionnement donné. Puis, via les lois de similitude, nous caractérisons le modèle circuit de l'actionneur. Par la suite, nous présentons les étapes nécessaires à la détermination des paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur.

☑ Etape 1 : détermination des paramètres électriques et magnétiques à « $N_{ce} = 1$ »

Le Tab.2-6 présente les équations utilisées dans la détermination des paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur. Elles ont été extraites et certaines déduites de plusieurs références [SLE66, KOS69, CHA83, SLE89, SLE92, MIL96, GIL97, FOG99, REG03, LAC07].

☑ Etape 2 : calcul du nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} »

Le dimensionnement des paramètres électriques de l'actionneur se fait à travers l'adaptation du bobinage sur un point de fonctionnement. Les paramètres « X_{SYNC_1} », « R_{S_1} », « Φ_{VIDE_1} » et « I_{S_1} » sont dimensionnés à partir des dimensions géométriques de l'actionneur pour un conducteur par encoche. A ce stade, nous avons besoin de déterminer le nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » et donc de trouver les valeurs de « X_{SYNC} », « R_S », « Φ_{VIDE} » et « I_S » permettant effectivement de définir le point de fonctionnement désiré. « N_{ce} » est caractérisé au point de base.

D'un côté, l'avantage d'effectuer ce calcul au point de base est d'avoir un angle de défluxage nul « $\Psi=0^\circ$ » cf. **section 2.3.5.6**. D'autre part, nous connaissons au préalable l'amplitude de la tension des phases « $V_{U,V,W}$ ». En effet, au point de base, la tension statorique délivrée par l'onduleur est maximale (saturation de la MLI) « $V_{U,V,W} = V_{ondMAX}$ ». Ce point de fonctionnement est aisément visualisé avec le diagramme de Fresnel de l'actionneur cf. Fig. 2-17. Le point de base est caractérisé par la forme géométrique d'un triangle rectangle.

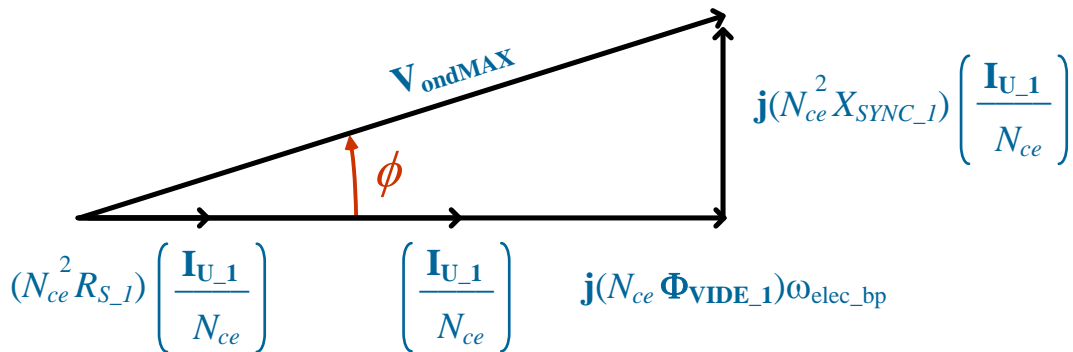


Fig. 2-17 : Diagramme de Fresnel de l'actionneur au point de base

☑ PARAMETRES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES DE L'ACTIONNEUR A « $N_{ce} = 1$ »

$$L_{m_1} = \frac{4 \cdot \mu_0}{\pi} \cdot \frac{r_s \cdot l_r}{\left(K_C \cdot g + \frac{l_m}{\mu_r} \right)} \cdot (K_{b(1)} \cdot N_{ep})^2 \quad \text{(inductance magnétisante)} \quad (2-114)$$

$$M_{S_1} = -\frac{L_{m_1}}{2} \quad \text{(inductance mutuelle)} \quad (2-115)$$

$$L_{CYC_1} = L_{m_1} - M_{S_1} = \frac{3}{2} \cdot L_{m_1} \quad \text{(inductance cyclique)} \quad (2-116)$$

$$L_{f_1} = 2 \cdot \mu_0 \cdot p \cdot l_r \cdot N_{ep} \cdot \lambda_f^{enc} \quad \text{(inductance de fuites)} \quad (2-117)$$

$$L_{tetes_bob_1} = 2 \cdot l_{tetes_bob} \cdot P_{tetes_bob} \cdot (p \cdot K_{rac(1)} \cdot N_{ep})^2 \quad \text{(inductance de têtes de bobine)} \quad (2-118)$$

$$L_{SYNC_1} = L_{CYC_1} + L_{f_1} + L_{tetes_bob_1} \quad \text{(inductance synchrone)} \quad (2-119)$$

$$X_{SYNC_1} = \omega_{elec} \cdot L_{SYNC_1} \quad \text{(impédance synchrone)} \quad (2-120)$$

$$\Phi_{VIDE_1} = 2 \cdot K_{b(1)} \cdot N_{ep} \cdot (\sqrt{2} \cdot B_{1g}) \cdot r_s \cdot l_r \quad \text{(flux crête à vide des aimants)} \quad (2-121)$$

$$I_{U_1} = \sqrt{2} \cdot J_S \cdot S_{CU} \quad \text{(courant crête total dans une encoche)} \quad (2-122)$$

$$R_{S_1} = 2 \cdot p \cdot N_{ep} \cdot (l_r + l_{tetes_bob}) \cdot \frac{\rho_{CU}}{S_{CU}} \quad \text{(résistance statorique)} \quad (2-123)$$

Tab.2-6 : Paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur pour un conducteur par encoche ($N_{ce} = 1$)

Le nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » est donc déterminé via l'application du théorème de Pythagore, caractérisé par sa pulsation électrique « ω_{elec_bp} » [rad/s] et la valeur maximale de tension délivrée par l'onduleur V_{ondMAX} .

$$N_{ce} = V_{ondMAX} \cdot \left[(\Phi_{VIDE_1} \cdot \omega_{elec_bp} + R_{S_1} \cdot I_{U_1})^2 + (X_{SYNC_1} \cdot I_{U_1})^2 \right]^{-1/2} \quad (2-124)$$

$$V_{ondMAX} = m_{aMAX} \cdot \frac{U_{HVDC}}{2} \quad (2-125)$$

où « m_{aMAX} » représente l'indice de modulation maximal ; « U_{HVDC} » la tension du bus continu. La valeur de « m_{aMAX} » est liée à la stratégie adoptée pour la commande de l'onduleur cf. **Chapitre 4**.

☑ Etape 3 : application des lois de similitude

Le nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » représente le facteur d'échelle permettant la détermination des paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur. Le Tab.2-7 présente les équations utilisées dans la détermination de ces paramètres.

☑ CALCULS DES DIFFERENTES PARAMETRES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES DE L'ACTIONNEUR		
$L_m = N_{ce}^2 \cdot L_{m_1}$	(inductance magnétisante)	(2-126)
$M_S = -\frac{L_m}{2} = N_{ce}^2 \cdot M_{S_1}$	(inductance mutuelle)	(2-127)
$L_{CYC} = \frac{3}{2} \cdot L_m = N_{ce}^2 \cdot L_{CYC_1}$	(inductance cyclique)	(2-128)
$L_f = N_{ce}^2 \cdot L_{f_1}$	(inductance de fuites)	(2-129)
$L_{tetes_bob} = N_{ce}^2 \cdot L_{tetes_bob_1}$	(inductance de têtes de bobine)	(2-130)
$L_{SYNC} = L_{CYC} + L_f + L_{tetes_bob} = N_{ce}^2 \cdot L_{SYNC_1}$	(inductance synchrone)	(2-131)
$X_{SYNC} = \omega_{elec} \cdot L_{SYNC} = N_{ce}^2 \cdot X_{SYNC_1}$	(impédance synchrone)	(2-132)
$\Phi_{VIDE} = N_{ce} \cdot \Phi_{VIDE_1}$	(flux crête à vide des aimants)	(2-133)
$I_U = \frac{I_{U_1}}{N_{ce}}$	(courant crête de phase au point de base)	(2-134)
$R_S = N_{ce}^2 \cdot R_{S_1}$	(résistance statorique)	(2-135)

Tab.2-7 : Paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur – caractérisés au point de base

Physiquement, le nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » est un nombre entier. Dans notre démarche, pour assurer l'équivalence du point de base en entrée et en sortie du modèle de dimensionnement, nous avons gardé le caractère continu. La valeur de « N_{ce} » n'est donc pas arrondie au cours de l'optimisation. Cette considération garantit l'équivalence avec les équations de couple électromagnétique (2-72) et (2-149).

D'autre part, cette hypothèse reste toute à fait pertinente. En effet, il ne faut pas oublier que la tension aux bornes de l'actionneur est réglable. En pratique, en arrondissant « N_{ce} » à la valeur entière par valeur inférieure, il est toute à fait possible de corriger la tension appliquée via l'indice de

modulation « m_a » de l'onduleur. Autrement dit, une modification de tension (ou de spires) n'a pas de conséquence sur les performances (donc les tendances de dimensionnement) de l'actionneur. Elle peut simplement entraîner un léger surdimensionnement au niveau de la fonction onduleur de tension par exemple.

Un travail de validation par calcul des champs [OUN12], mené à partir du logiciel EFCAD (*Electromagnetic Fields Computer Aided Design*) [EFCAD], a permis de vérifier le degré de validité sur le calcul des paramètres circuit, en particulier sur le flux à vide « Φ_{VIDE} », l'inductance synchrone « L_{SYNC} » et la résistance stator « R_S ». Davantage de détail à ce sujet est donné au **Chapitre 3**, au travers du dimensionnement de trois solutions particulières issues de l'approche par optimisation.

L'erreur relative entre modèle analytique et calcul des champs « 2D » n'excède pas 15 % et reste, en moyenne, inférieure à 10 %, ce qui rentre dans l'ordre de grandeur classiquement connu et satisfaisant par la « MEF – Méthode des Éléments Finis » [RAG08].

2.3.5.5 Modèle de Park

Les flux rotoriques dans le repère de Park cf. **Annexe E** sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = L_{SYNC} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{VIDE_d} \\ \Phi_{VIDE_q} \end{bmatrix} \quad (2-136)$$

Pour la commande vectorielle classique, nous souhaitons avoir des grandeurs continues en régime permanent dans le repère diphasé et donc avoir une expression scalaire du couple électromagnétique. La méthode la plus utilisée consiste à orienter le flux des aimants dans la direction de l'axe « d » du repère en quadrature tournant à la vitesse du champ tournant. Finalement, la transformation du repère triphasé de départ devient un repère diphasé tournant à « $d\theta/dt$ » cf. Fig. 2-18.

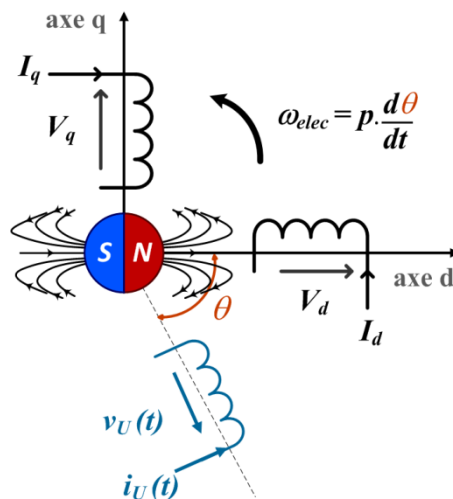


Fig. 2-18 : repère « dq » : pulsation « ω_{elec} » avec flux des aimants orienté

REPERE « dq » A LA VITESSE DE SYNCHRONISME AVEC FLUX D'AIMANT ORIENTE - Fig. 2-18

$$V_d = R_S \cdot I_d + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_d) - L_{SYNC} \cdot I_q \cdot \omega_{elec} \quad (2-137)$$

$$V_q = R_S \cdot I_q + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_q) + L_{SYNC} \cdot I_d \cdot \omega_{elec} + \Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec} \quad (2-138)$$

Par la suite, on considérera le plus souvent que le régime permanent électrique est atteint et que les dérivées de courant sont nulles, équations (E-24) et (E-25) de l'Annexe E.

2.3.5.6 Diagramme vectoriel de l'actionneur dans le repère de Park

Le tableau Tab.2-8 décrit les angles définissant le comportement de l'actionneur avec sa commande et définit la convention des signes adoptés. Cette convention définit l'angle de défluxage « Ψ » comme négatif. Cet angle joue un rôle très important sur le pilotage de l'actionneur. Il définit le positionnement sur les différentes zones de fonctionnement dans le plan couple-vitesse (paragraphe 2.3.6.2). La Fig. 2-19 présente le diagramme « espace-temps » qui représente simultanément l'état temporel des grandeurs électriques et l'état spatial des champs magnétiques dans l'actionneur.

Angle	Notation	Signe	Déphasage entre :
Ψ	angle de défluxage (ou de pilotage)	négatif	le courant de phase et la force contre-électromotrice
ϕ	angle du facteur de puissance	positif	la tension induite et le courant de phase
δ	angle interne	positif	la tension induite et la force contre-électromotrice

Tab.2-8 : Description des angles de l'actionneur HSPMSM

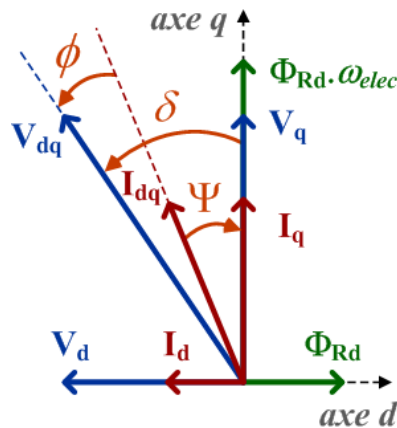


Fig. 2-19 : Diagramme de Fresnel complet du circuit monophasé équivalent de l'actionneur HSPMSM non-saturé

2.3.5.7 Présentation du « cercle-actionneur »

Cette sous section permettra par la suite de raisonner sur le mode de pilotage et de définir le point de fonctionnement de l'actionneur, en particulier dans ou hors de la zone dite de « défluxage ». L'idée est pour cela de définir le lieu des points atteignables par l'actionneur en représentant sur le même plan les conséquences des limites en tension et courant (thermique).

Nous considérons donc, à cet effet, des grandeurs homogènes à des courants, représentables dans le plan (I_d, I_q) . A partir des équations du modèle de Park en régime permanent électrique précédemment présentées, nous déterminons l'expression qui lie le module réduit de la tension statorique aux paramètres électriques et aux courants de l'actionneur à pôles lisses :

$$\left(\frac{V_{dq}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}}\right)^2 = \xi \cdot I_q^2 + \xi \cdot \left(I_d + \frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}} \cdot \frac{1}{\xi}\right)^2 + \left(\frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}}\right)^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{\xi}\right] \quad (2-139)$$

$$\xi = 1 + \left(\frac{R_S}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}}\right)^2 \quad (2-140)$$

Pour le fonctionnement à hautes vitesses, nous pouvons négliger la chute de tension sur la résistance statorique « $\xi \sim 1$ » [CHA00], ce qui nous amène à l'équation d'un cercle dépendant des paramètres électriques de l'actionneur (2-141) (cf. Fig. 2-20) et que nous nommons « cercle – actionneur ». Les caractéristiques du cercle sont :

$$r_{ACT}^2 = I_q^2 + (I_d - C_{ACT})^2 \quad (2-141)$$

$$r_{ACT} = \frac{V_{dq}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}} \quad (2-142)$$

$$C_{ACT} = -\frac{\Phi_{Rd}}{L_{SYNC}} \quad (2-143)$$

où « r_{ACT} », « C_{ACT} » sont le rayon et le centre du cercle respectivement.

Ce qu'il faut retenir, vis-à-vis du mode de pilotage (défluxage) de l'actionneur est la forte dépendance du « cercle – actionneur » avec le rapport entre la tension appliquée et la vitesse. En effet, ce mode de pilotage est lié à deux effets : le rayon s'élargit avec la croissance de la tension statorique et se rétrécit avec l'augmentation de la vitesse.

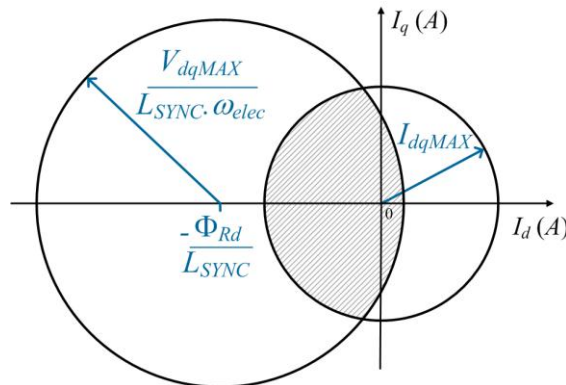


Fig. 2-20 : « Cercle – actionneur » : région des points de fonctionnement atteignables

L'amplitude de la force électromotrice « $\Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec}$ » augmente avec la vitesse, ce qui tend à nécessiter des niveaux de tension de plus en plus élevés. Lorsque la tension statorique atteint la valeur maximale possible délivrée par l'onduleur « V_{ondMAX} » (Chapitre 3), nous nous trouvons au « point de base » de l'actionneur, tel que.

$$V_{dqMAX} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot V_{ondMAX} \quad (2-144)$$

Au-delà de ce point de saturation en tension, il faut défluxer pour monter en vitesse comme on le décrit dans la section 2.3.6 ci après. L'utilité du « cercle – actionneur » repose sur le fait de

pouvoir visualiser, sur un même plan, les points de fonctionnement admissibles à une vitesse donnée par l'actionneur dimensionné ainsi que les courants (donc les couples) atteignables pour ces points de fonctionnement. La faisabilité des points de fonctionnement de la mission, en plus des contraintes citées dans la **section 2.3.6**, est aussi liée à tenue thermique de l'actionneur (bobinage, culasse statorique, aimants, etc.) et/ou de l'onduleur de tension (jonction de Silicium).

Dans la Fig. 2-20 le courant « I_{dqMAX} » représente l'image de la tenue thermique maximale acceptée. Autrement dit, il symbolise la valeur maximale de courant autorisée à circuler dans les enroulements de l'induit limitée par la valeur maximale de température autorisée dans les bobines. La région rayée illustre donc les points atteignables de l'actionneur dimensionné, compte tenu des limites en courant et en tension.

2.3.5.8 Couple électromagnétique

Le couple développé par l'actionneur résulte de l'interaction entre les champs magnétiques à vide des aimants et celui créé par les courants de phases. Pour produire un couple moyen non-nul ces deux champs tournent à la vitesse de synchronisme. A partir des équations (2-137) et (2-138) et du bilan des puissances électriques avec les valeurs crêtes des tensions et des courants :

$$P_{ELEC} = V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q \quad (2-145)$$

$$P_{ELEC} = R_S \cdot (I_d^2 + I_q^2) + \omega_{elec} \cdot \Phi_{Rd} \cdot I_q \quad (2-146)$$

La partie la plus à droite de l'équation (2-146) représente la puissance transmise au rotor. Donc, l'expression scalaire du couple électromagnétique pour l'actionneur à pôles lisses avec commande vectorielle à flux des aimants orienté dans la direction de l'axe « d » peut être déterminée :

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{Rd} \cdot I_q \quad (2-147)$$

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{Rd} \cdot [r_{ACT}^2 - (I_d - C_{ACT})^2]^{1/2} \quad (2-148)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_{VIDE} \cdot I_X \cdot \cos(\Psi) \quad (2-149)$$

où « Φ_{VIDE} » et « I_X » représentent les amplitudes crêtes du flux des aimants à vide et du courant statorique d'une des phases « $X = U, V, W$ », respectivement.

Le couple est souvent écrit comme fonction de la constante FEM-vitesse (force contre - électromotrice) de l'actionneur « K_{FEM} » :

$$K_{FEM} = p \cdot \Phi_{Rd} \quad (2-150)$$

$$K_{FEM} = p \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \Phi_{VIDE} \quad (2-151)$$

2.3.6 Pilotage

Les positions des points de la mission de vol à atteindre par l'actionneur dimensionné doivent être repérées sur son plan couple-vitesse cf. Fig. 2-21, afin de déterminer si l'actionneur

dimensionné peut satisfaire l'ensemble de la mission. La « caractéristique intrinsèque de l'actionneur » est donnée par l'équation (2-148) recalculée à « $I_d=0$ » et « $V_{dq}=V_{dqMAX}$ ». Elle représente l'évolution du couple électromagnétique avec la vitesse de rotation lorsqu'aucune contrainte thermique n'est imposée.

Le point de base ou de dimensionnement de l'actionneur est défini par la vitesse de base « N_{bp} », le couple de base « T_{bp} » par le concepteur. Il se caractérise, dans notre modélisation, par la tension maximale fournie par l'onduleur « V_{ondMax} » et par un courant « $I_d = 0$ » (limite du défluxage), selon la stratégie de commande de l'onduleur choisie (voir **Chapitre 3**).

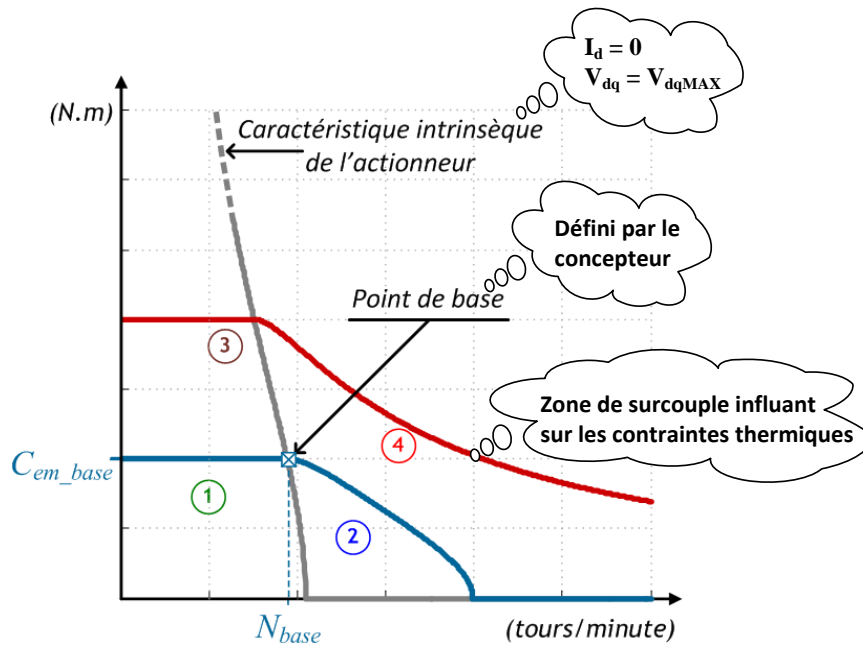


Fig. 2-21 : Plan couple-vitesse de l'actionneur HSPMSM

La décision sur la faisabilité du point de mission se fera en fonction de la stratégie de pilotage choisie, elle-même fonction de quatre zones différentes de pilotage dans le plan couple-vitesse :

Stratégie de pilotage	Position dans le plan couple-vitesse
zone à couple par ampère maximum non défluxé et sans surcouple (par rapport au couple de base)	zone (1)
zone en survitesse (I_d non nul) et sans surcouple	zone (2)
zone à couple par ampère maximum en surcouple	zone (3)
Zone en survitesse et en surcouple	zone (4)

Tab.2-9 : Quatre différents modes de pilotage

A partir d'un point de base défini par conception, l'actionneur fonctionne à gauche (non défluxé) ou à droite (mode défluxé) de sa caractéristique intrinsèque. Les points à gauche de la courbe (zones 1 et 3) comprennent donc des régions à « $I_d = 0$ ». La zone 3 est caractérisée par un fonctionnement en surcouple (au-dessus du couple de base) et représente un fonctionnement soumis à la contrainte thermique, autrement dit, une valeur de courant qui assure l'intégrité thermique de l'actionneur. Les points à droite de la caractéristique intrinsèque de l'actionneur

représentent un fonctionnement en survitesse (au-dessus de la vitesse de base) caractérisé par « $I_d \neq 0$ » appelé fonctionnement en mode défluxé. Les enveloppes qui dépassent le point de base sont caractérisées à la fois par une limitation thermique et par une limitation liée à la tension statorique maximale délivrée par l'onduleur (saturation de la MLI). Par la suite, nous présentons les différents modes de fonctionnement vis-à-vis de la commande.

2.3.6.1 Commande à couple par ampère maximum

Le principe de la commande à couple par ampère maximum est mis en place avec l'angle d'autopilote « Ψ » nul (cf. Fig. 2-19) [DA07]. En effet, le choix de « $\Psi=0^\circ$ » représente l'angle optimal qui permet d'avoir le couple maximal avec des pertes Joule minimales, puisqu'on impose un courant d'axe « d » nul : « on parle de stratégie à couple par ampère maximum ».

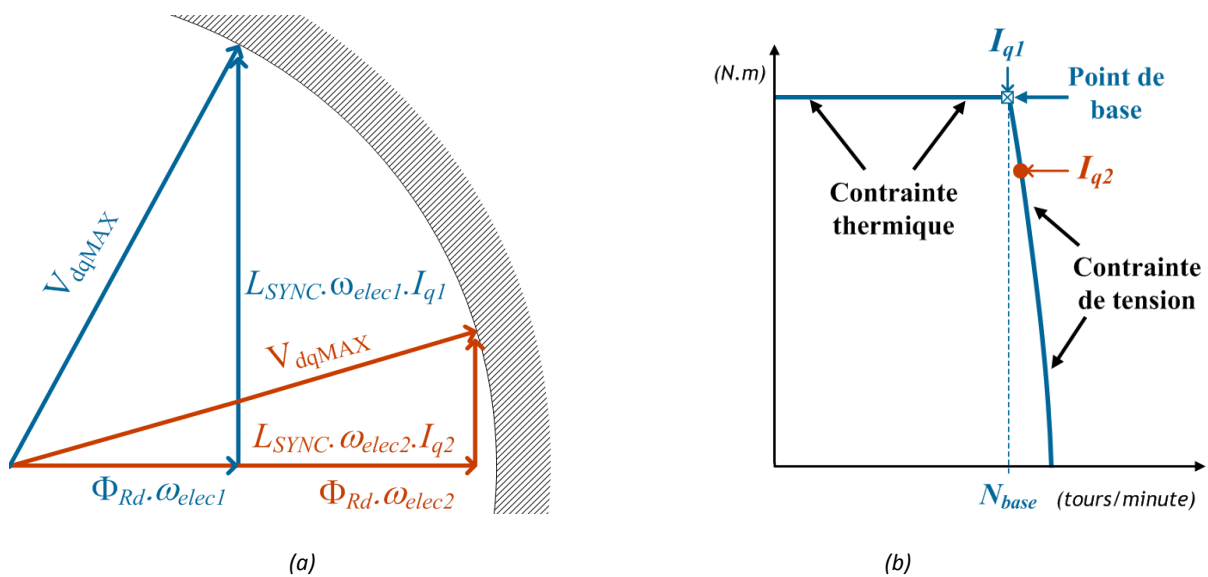


Fig. 2-22 : Couple par ampère maximum : (a) diagramme vectoriel à $\Psi = 0^\circ$ et « R_s » négligée ; (b) Plan couple-vitesse

Pour une vitesse « ω_{elec2} » supérieure à la vitesse de base « $\omega_{base} = \omega_{elec1}$ », le module de la tension induite arrive en butée cf. Fig. 2-22a et les points de fonctionnement ne sont atteints qu'à des couples plus faibles (cf. Fig. 2-22b). Nous retenons que cette commande est suffisante pour des applications qui ne nécessitent pas un fonctionnement sur une large plage de vitesse.

2.3.6.2 Commande par défluxage

Les actionneurs électriques pour les nouveaux systèmes de prélèvement d'air demandent de très hautes vitesses de rotation. La commande joue donc un rôle fondamental pour assurer la faisabilité des points de couple et de vitesse de la mission de vol.

Au vu des différentes contraintes mécaniques et thermiques, l'actionneur est dimensionné de manière optimale pour la mission de vol (via le respect des contraintes de dimensionnement présentées au chapitre suivant) et non pour un point de fonctionnement donné. Ce dimensionnement doit donc assurer la faisabilité de tous les cas du conditionnement d'air.

Pour envisager un faible encombrement de l'actionneur, une commande à couple par ampère maximum ne peut couvrir tous les cas de fonctionnement. Il est donc nécessaire de mettre en place une stratégie de défluxage. Cette stratégie est basée sur l'affaiblissement du flux d'entrefer total « Φ_g » (2-152) via l'injection d'un courant négatif d'axe « d », afin que la tension d'induit

s'adapte à la butée de tension imposée (2-153) par l'onduleur (saturation de la MLI), permettant ainsi d'élargir la plage de vitesse [DA07].

$$\Phi_g = [(L_{SYNC} \cdot I_q)^2 + (\Phi_{Rd} + L_{SYNC} \cdot I_d)^2]^{1/2} \quad (R_s \text{ étant négligée}) \quad (2-152)$$

$$V_{dqMAX} = \omega_{elec} \cdot \Phi_g \quad (2-153)$$

Pour maintenir un couple constant (« I_q » constant) à une vitesse supérieure à la vitesse de base, l'expression (2-152) nous indique qu'il est nécessaire d'appliquer un courant « I_d » négatif : ce « courant à contre champ » diminue le flux d'entrefer « Φ_g ».

Considérons deux points du profil de la mission de vol à vitesse et couple donnés (donc à « I_q » donné). Pour rester cohérent avec la Fig. 2-22b, le vecteur courant [$I_d = 0$; I_{q1}] de la Fig. 2-23a symbolise le point de base, pour lequel la tension délivrée par l'onduleur arrive à sa valeur maximale (butée de tension : « V_{dqMAX} »).

Avec une commande à couple par ampère maximum « $I_d = 0$ », l'augmentation de la vitesse « $\omega_{elec2} > \omega_{elec1}$ » engendrerait une chute du couple « $I_{q2} < I_{q1}$ », soit un déplacement vers le bas de la droite de couple pour rester sur le « cercle – actionneur ». Les rayons respectifs en régime saturé de tension sont :

$$r_{ACT1} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec1}} \quad (2-154)$$

$$r_{ACT2} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec2}} \quad (2-155)$$

Ainsi, pour maintenir le niveau de couple (et le courant de couple « I_{q1} »), nous observons sur la Fig. 2-23b que la démagnétisation de l'actionneur (affaiblissement du flux d'entrefer) est traduite par l'insertion du courant « I_d » négatif correspondant à l'intersection du « cercle – actionneur » et de la droite de couple « $I_q = I_{q1}$ ».

Ce fonctionnement en mode défluxé permet de maintenir la même valeur du couple (même droite de couple) pour une vitesse plus élevée en restant en butée de tension induite.

L'augmentation de la vitesse en régime défluxé, en plus d'être liée au fonctionnement en butée de tension induite est aussi liée à sa tenue thermique. Si on continue à augmenter en vitesse, le courant « I_{dq} » atteint le cercle de la contrainte thermique de rayon « I_{dqMAX} », cité précédemment.

Le passage du point (1) au point (2) de la Fig. 2-24a illustre ce fonctionnement : pour assurer l'intégrité thermique on doit se limiter à l'intérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} » et les intersections (régions rayées) illustrent l'ensemble des points atteignables compte tenu de la double contrainte tension maximum « V_{dqMAX} » et contrainte thermique « I_{dqMAX} ».

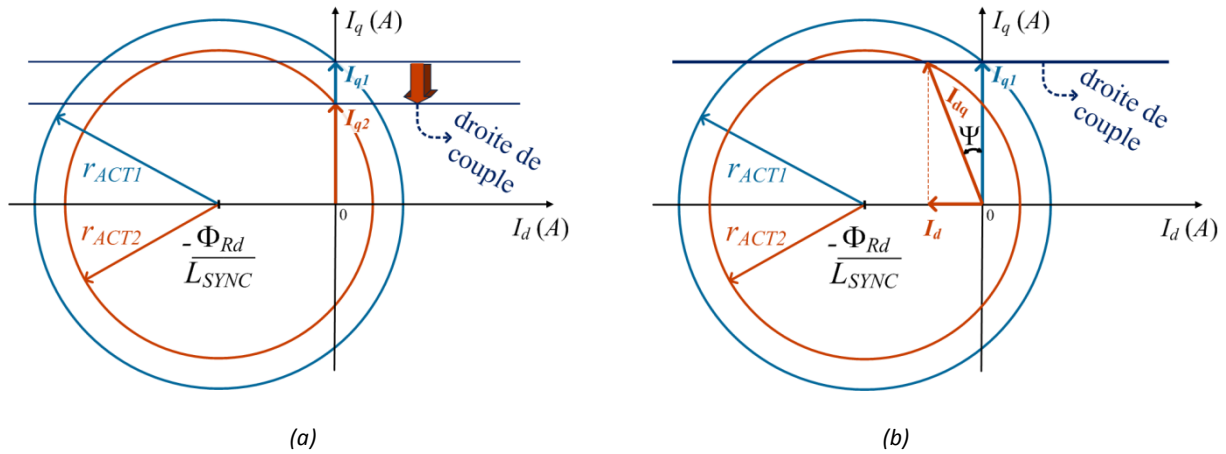


Fig. 2-23 : « Cercle – actionneur » : (a) commande par ampère maximum : $\Psi = 0^\circ$; (b) commande par défluxage : $\Psi \neq 0^\circ$

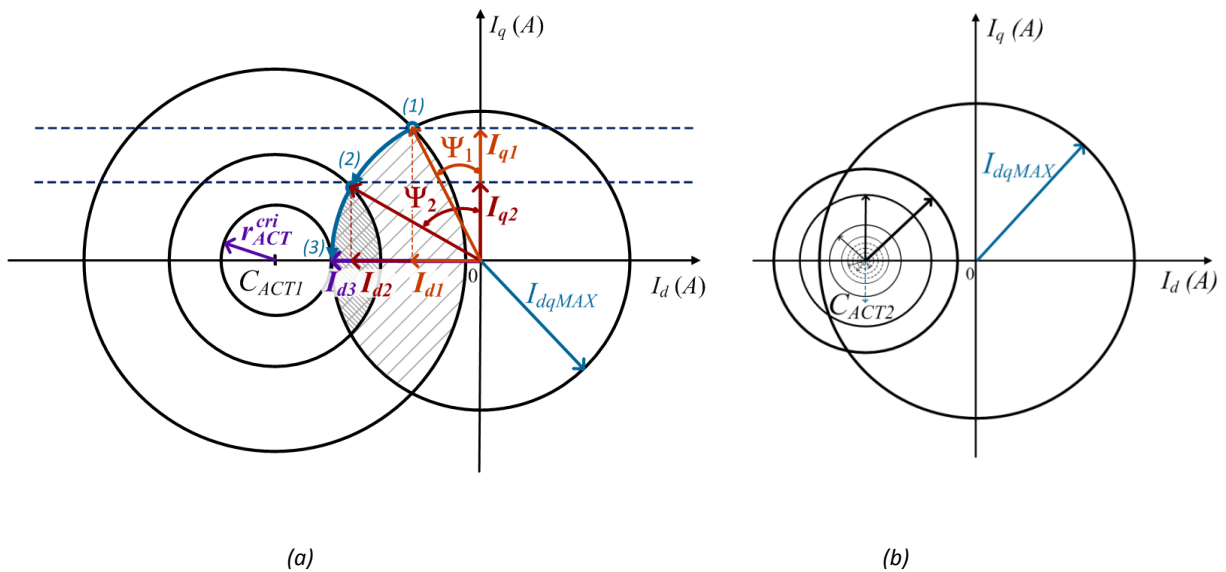


Fig. 2-24 : Centre du « cercle-actionneur » vis-à-vis de la contrainte thermique : (a) à l'extérieur ; (b) à l'intérieur

L'autre regard intéressant vis-à-vis du défluxage et de la limitation thermique concerne l'évolution de la puissance mécanique en régime défluxé. Deux comportements sont différenciés selon la position du « cercle-actionneur » vis-à-vis de la contrainte thermique :

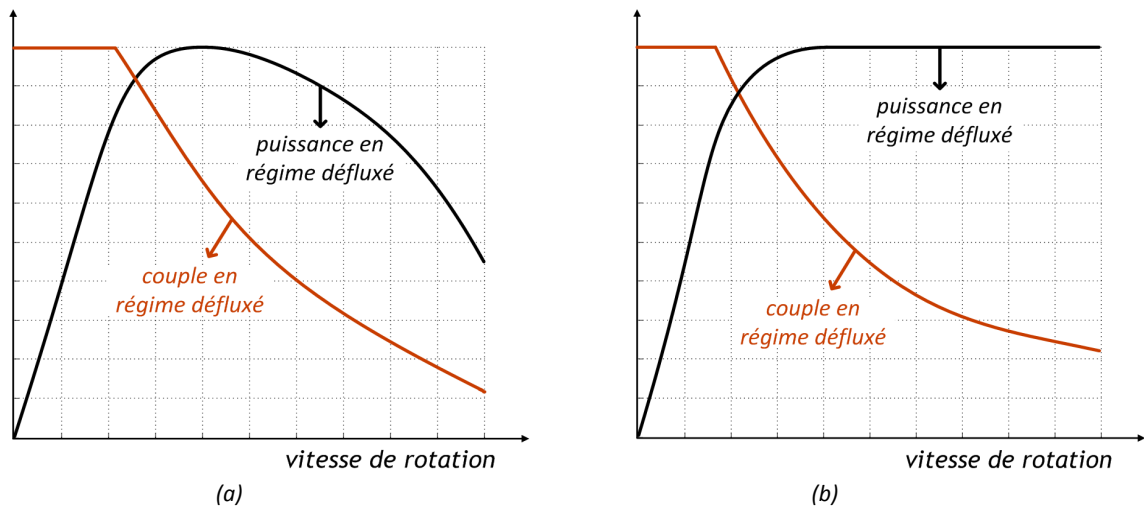


Fig. 2-25 : Evolution de la puissance mécanique avec « cercle – actionneur » : (a) à l'extérieur ; (b) à l'intérieur

☑ « cercle – actionneur » à l’extérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} »

Il existe dans ce cas une vitesse maximale théorique (vitesse critique) au-delà de laquelle il n’y a plus de point de fonctionnement possible (limite thermique) : point (3) de la Fig. 2-24a. Le rayon critique s’exprime par :

$$r_{ACT}^{cri} = \frac{V_{dqMAX}}{L_{SYNC} \cdot \omega_{elec}^{critique}} \quad (2-156)$$

Dans le cas des actionneurs à faible inductances synchrones (typiquement la structure à pôles lisses) et selon la tenue thermique des matériaux (classe d’isolation de bobinage, température de fonctionnement des aimants, ...), la puissance mécanique chute avec l’augmentation de la vitesse.

Le sommet de la courbe en puissance de la Fig. 2-25a est caractérisé par un angle de défluxage optimal avec un facteur de puissance unitaire. Au delà, l’augmentation en module de l’angle de défluxage se fait en butée thermique avec une dégradation du facteur de puissance.

☑ « cercle – actionneur » à l’intérieur du cercle de rayon « I_{dqMAX} »

Avec l’augmentation de la vitesse, le cercle se rétrécit et lorsque le rayon se trouve à l’intérieur du cercle en courant, l’évolution de l’angle de défluxage se fait à courant « I_d » constant de valeur « $-\Phi_{Rd}/L_{SYNC}$ ». Par conséquent, l’évolution du couple ne se fait plus en butée thermique et la chute de couple se produit dans le rapport inverse de la montée de la vitesse, donc à puissance constante cf. Fig. 2-25b. Dans ce cas, la vitesse critique est théoriquement infinie.

Le plan couple – vitesse de l’actionneur avec défluxage est présenté (Fig. 2-26). Il est tracé pour un fonctionnement en butée de contraintes (thermique et tension).

La plage de variation de vitesse entre $[0, N_{base}]$ comprend le fonctionnement à couple par ampère maximum et la plage de survitesse $[N_{base}, N_{critique}]$ correspond au fonctionnement en mode défluxé. Pour un actionneur donné, la zone saturée correspond aux limites imposées par les contraintes thermiques et de tension.

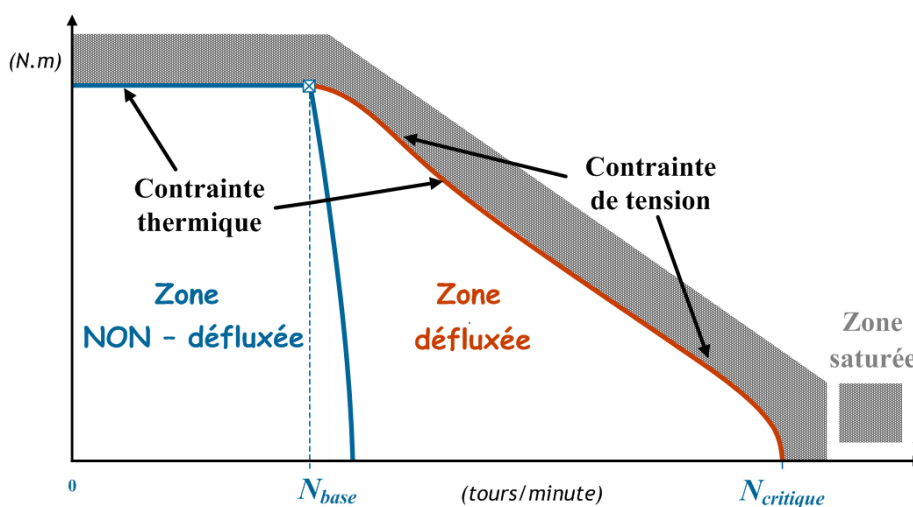


Fig. 2-26 : Plan couple-vitesse de l’actionneur HSPMSM en mode défluxé

2.3.6.3 Schéma de commande

Le schéma de pilotage de l'actionneur HSPMSM doit prendre en compte les aspects précédemment présentés. Pour un point donné de la mission de vol, le positionnement dans le plan couple – vitesse de l'actionneur impose tout d'abord le niveau de couple et de vitesse. Ensuite, il faut se situer dans les zones de fonctionnement cf. Fig. 2-26 (zone défluxée ou non) et générer les références de courants « I_{dPMV} » et « I_{qPMV} » nécessaires pour la faisabilité électrique du point.

☞ NB. : l'indice « PMV » correspond : Point de la Mission de Vol.

☑ Diagramme de flots de contrôle

Nous présentons l'algorithme complet développé en [DA07]. La contrainte thermique est prise en compte via une valeur maximale de courant « I_{dqMAX} ». L'algorithme complet, prenant en compte analytiquement tous les cas possibles sur le plan couple-vitesse est présenté cf. Fig. 2-27.

Pour chaque point de la mission de vol, l'algorithme calcule les courants de référence « I_{dREF} » et « I_{qREF} » à partir de « C_{PMV} ». Ces courants représentent les consignes de la commande.

Le courant « I_{qREF} » définit la droite de couple. La faisabilité du point de mission (vitesse, couple) dépend de la condition pour défluxer (1). Si elle est vraie, nous sommes sur la zone non-défluxée (à couple par ampère maximum). Sinon, nous vérifions le positionnement de la droite de couple (2). Si la condition est vraie nous calculons le courant « I_{dPMV} » comme solution de l'intersection de la droite de couple avec le « cercle-actionneur » : cette solution est issue de la résolution d'une équation du deuxième degré.

$$a \cdot I_{dPMV}^2 + b \cdot I_{dPMV} + c = 0 \quad (2-157)$$

$$a = 1 \quad (2-158)$$

$$b = -2 \cdot C_{ACT} \quad (2-159)$$

$$c = I_{qPMV}^2 + C_{ACT}^2 - r_{ACT}^2 \quad (2-160)$$

Le choix d'« I_{dPMV} » est porté sur la valeur la plus proche de l'axe « q » (3).

Dans le cas où la droite de couple est à l'extérieur du « cercle – actionneur », nous sommes sur la zone saturée et la commande impose de rester sur l'enveloppe maximale de la zone défluxée (cf. Fig. 2-26). Les expressions des courants « I_{dREF} » et « I_{qREF} » à la frontière (intersection entre le « cercle-actionneur » et le cercle lié à la contrainte thermique) sont présentées sur la Fig. 2-27.

Le diagramme présenté est généralisé pour n'importe quel actionneur. Il prend en compte les aspects précédemment présentés relatifs à la position du centre du « cercle-actionneur » vis-à-vis de la contrainte thermique. En effet, les conditions présentées sur la Fig. 2-27 visent à établir si le cercle en courant contient le centre du « cercle – actionneur ».

D'autres algorithmes adaptés pour la commande par défluxage, robustes vis-à-vis des variations paramétriques de l'actionneur (inductance synchrone, résistance du bobinage, constante « K_{FEM} ») et de probables erreurs de mesures (tension du bus HVDC, position angulaire du rotor, vitesse de rotation) sont présentés en [DA07].

Dans la partie optimisation présentée dans les prochains chapitres, les températures (culasse statorique, bobinage et aimants) seront estimées et comparées à des valeurs limites via le modèle

thermique en régime statique de l'actionneur cf. **section 2.3.8**. Cette contrainte thermique sera considérée plutôt qu'une contrainte sur la valeur maximale de courant « I_{dqMAX} ». Une adaptation de l'algorithme de défluxage fonction du modèle thermique sera ainsi présentée.

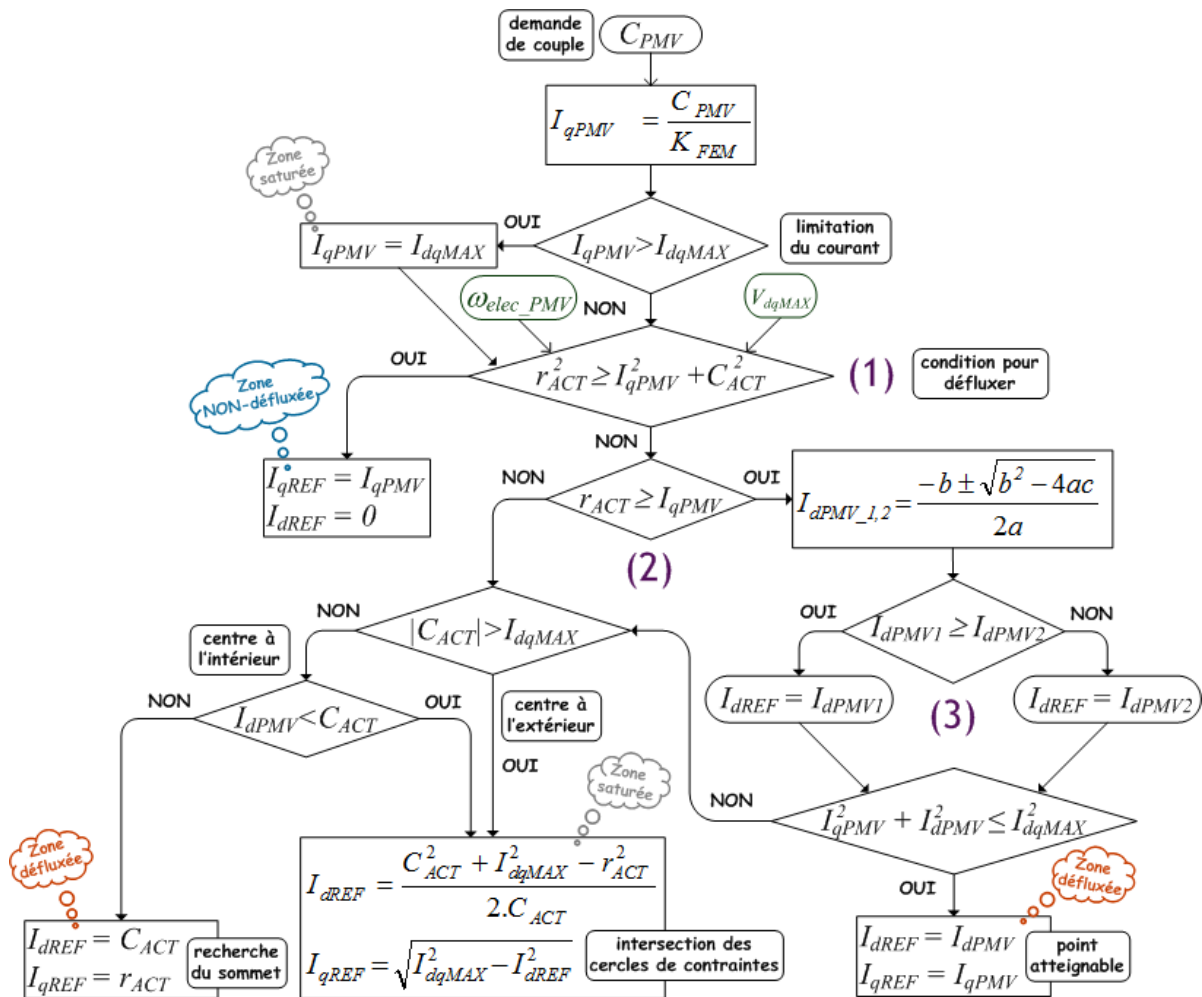


Fig. 2-27 : Diagramme de flux de contrôle : méthode analytique

2.3.7 Modèle de pertes

L'actionneur est le siège de nombreux phénomènes dissipatifs (pertes) qui interviennent dans la conversion électromécanique. Ces pertes sont liées notamment à l'intensité du courant, à la vitesse de rotation et aux matériaux. Dans une chaîne électromécanique, les pertes constituent un élément clé de la conception : nous verrons par la suite qu'elles constituent un de ses objectifs avec la masse. Les pertes contribuent effectivement à la durée de vie du système, à son efficacité et indirectement à sa compacité : on comprend donc l'effort à consentir sur cet aspect et la précision souhaitée pour les modèles associés. Nous pouvons classer les pertes en deux groupes d'origine :

Electromagnétique :

- ➔ les pertes cuivre : localisées sur toutes les parties conductrices parcourues par des courants ;
- ➔ les pertes magnétiques : localisées dans les matériaux doux (comme les tôles en « FeSi ») et durs (comme les aimants en « SmCo ») soumis à des variations d'induction.

- **Remarque** : pour des dispositifs bien dimensionnés, la répartition des pertes est égalitaire dans la plus part des cas, soit 50 % de pertes cuivre, 50 % de pertes magnétiques [BAS04].

☑ **Mécanique :**

- ➔ les pertes par frottement aux paliers (frottement sec) : proportionnelles à la vitesse ;
- ➔ les pertes dues à la ventilation : proportionnelles à la vitesse au cube ;
- ➔ les pertes aérodynamiques ou liées à la résistance à l'avancement : dues au cisaillement de l'air entre stator et rotor, proportionnelles à la vitesse au cube.

- **Remarque** : en réalité, l'exposant lié à la vitesse sur le calcul des pertes mécaniques peut changer pour des très grandes vitesses qui peuvent être la source d'échauffements importants [TAK93].

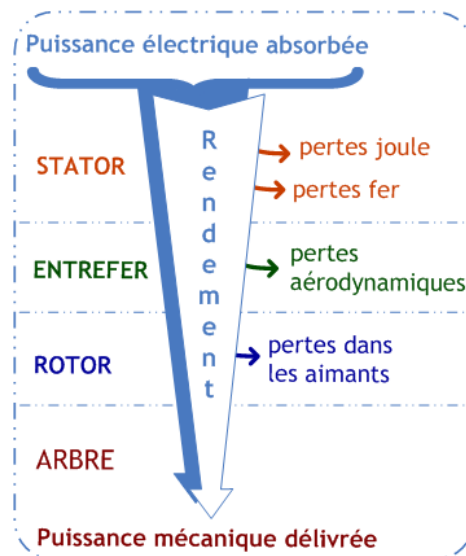


Fig. 2-28 : Transfert de puissance dans l'actionneur (pertes prises en compte dans le modèle)

Comme hypothèses simplificatrices, les pertes magnétiques statoriques ainsi que les pertes mécaniques sont souvent considérées comme uniquement dépendantes de la vitesse tandis que les pertes magnétiques rotoriques sont dépendantes de la charge (vitesse + couple). La Fig. 2-28 présente les pertes considérées et leur localisation dans l'actionneur pour notre cas d'étude.

Dans la réalité de l'expérimentation, les pertes dans les actionneurs électriques sont toujours supérieures aux pertes calculées analytiquement. Cet écart de pertes est qualifié de « pertes supplémentaires ». Cette erreur d'estimation est due à la fois aux pertes magnétiques et aux pertes mécaniques. Vu les hypothèses simplificatrices, indispensables vis-à-vis de la complexité des phénomènes, il est normal de faire appel à des facteurs correctifs expérimentaux (recalage de modèle) ou empiriques afin d'estimer les pertes réelles [AND09]. Pour notre modélisation, dans une première approche, nous allons privilégier le caractère analytique du modèle en gardant à l'esprit la possible sous-estimation des pertes du moteur.

2.3.7.1 Pertes par effet Joule

Les pertes par effet Joule sont classiquement calculées :

$$P_{\text{JOULE}} = 3 \cdot R_S \cdot I_{X_{RMS}}^2 \quad (2-161)$$

où « R_S » et « $I_{X_{RMS}}$ » sont la résistance statorique et le courant efficace d'une des phases « $X = U, V, W$ » de l'actionneur respectivement. Cette formulation montre qu'à courant donné, les

pertes par Effet Joule ne changent pas, quelle que soit la vitesse de rotation. Par conséquent, le couple sera également le même et le niveau de puissance sera déterminé par la vitesse du point de fonctionnement « $P=C.\omega_{elec}/p$ ».

Concernant le rendement de l'actionneur, Il faut retenir de cette formulation que pour les vitesses les plus faibles, les rendements seront aussi affaiblis. La résistance stator étant le paramètre caractéristique des pertes Joule, la validité du modèle de pertes s'apparente donc à celle de « R_S » : des éléments de validations par calcul des champs sont fournis au **Chapitre 3** et montrent que l'erreur sur la résistance n'excède pas 10 % [OUN12].

2.3.7.2 Pertes Fer : hystérésis, « classiques » et excédentaires

Les pertes magnétiques résultent de phénomènes non linéaires qui sont généralement séparés en deux termes : les pertes par hystérésis et les pertes dynamiques [BER88].

$$P_{FER} = P_{HYST} + P_{DYN} \quad (2-162)$$

Les pertes par hystérésis sont liées au comportement discontinu du processus de magnétisation [BAR19] et irréversible des parois (cf. Fig. 2-29) [DA09] des domaines qui interagissent avec les inhomogénéités du matériau, aussi appelés « *pinning centers* » [BER82].

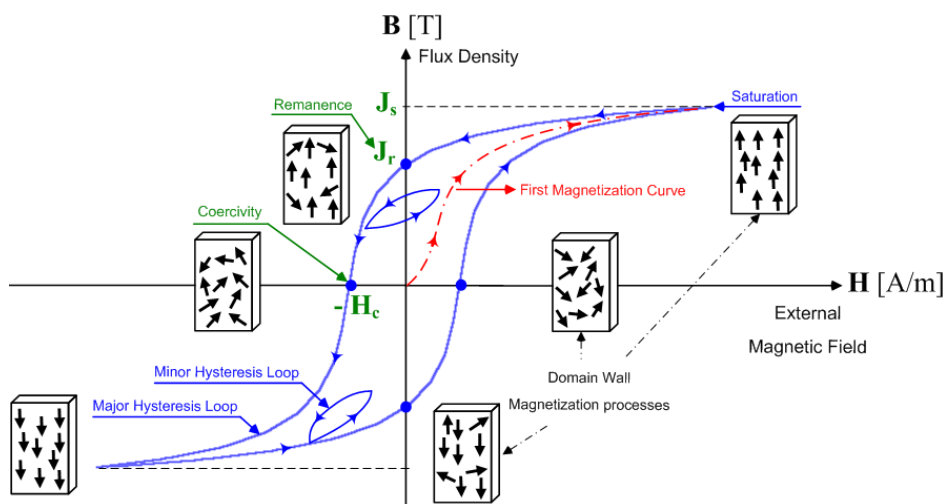


Fig. 2-29 : Rappel de la courbe d'hystérésis d'un matériau ferromagnétique

Les parois représentent les couches de transition qui séparent les domaines magnétiques adjacents constituant le matériau mis en jeu. Les « *pinning centers* » représentent les endroits défectueux du matériau qui piègent les lignes du champ magnétique externe [BOZ93].

Les pertes dynamiques résultent de la compétition entre le champ externe (avec une distribution uniforme) et les champs internes locaux dus aux effets magnétostatiques, coercitifs et de courants de Foucault. Ces pertes dynamiques sont décomposées en deux parties : les pertes « classiques » et les pertes excédentaires.

Les pertes classiques, calculées à partir des Equations de Maxwell (2-17)-(2-20), sont associées aux pertes par courants de Foucault dans un matériau dans lequel les Domaines de Weiss [DA09] ne sont pas considérés [BER83]. Autrement dit, les courants de Foucault sont induits avec un taux de magnétisation parfaitement homogène dans l'espace.

D'après le développement de l'électronique et des techniques de mesures des grandeurs électriques à partir de formes d'ondes (sinus, carrée, triangle, etc.), les essais pour séparer les pertes

par hystérésis et les pertes classiques ont commencé à être faits avec des fréquences variables. L'intérêt de varier la fréquence repose sur le fait de pouvoir travailler à des fréquences très basses (comportement quasi-statique) suffisantes pour négliger les pertes classiques et caractériser donc les pertes par hystérésis et à des fréquences d'utilisation où les pertes totales sont présentes.

A partir de ces essais, les pertes totales mesurées sont plus grandes que la somme des pertes individuelles (hystérésis expérimental + classiques calculées) :

$$P_{FER}^{TOTAL} > P_{HYST} + P_{CLAS} \quad (2-163)$$

Les pertes excédentaires caractérisent cet écart. Par contre, pour la modélisation de l'actionneur, nous avons intérêt à estimer ces pertes. Des études ont montré l'intérêt de prendre en compte les inhomogénéités du matériau en regardant les domaines magnétiques pour le calcul des pertes excédentaires. Ces pertes peuvent devenir prépondérantes en haute fréquence [DA09].

Cette considération, nous amène à l'existence de champs de corrélation interne qui jouent sur différentes parties d'une paroi ou sur son voisinage. Ces champs de corrélation interne dominent le processus de magnétisation du matériau. Le mouvement et l'interaction entre les parois voisines produisent des courants induits appelés : micro-courants de Foucault [BER85].

Par conséquent, ces micro-courants induits agissent sur le voisinage (donc le mouvement des parois voisines) de façon que les pertes totales ne soient pas calculées par la somme de chaque paroi dans un mouvement indépendant les unes des autres, mais plutôt par la superposition de ces effets [BER84, KRA96]. Les pertes excédentaires sont liées à l'existence des domaines magnétiques et aux interactions des parois. On observe que ces pertes dépendent aussi des caractéristiques du matériau, par exemple de la distance entre les parois, des dimensions des grains, des forces internes, etc. [BER92]. L'équation classique de séparation des pertes magnétiques est finalement présentée :

$$P_{FER}^{TOTAL} = P_{HYST} + P_{CLAS} + P_{EXC} \quad (2-164)$$

☑ Pertes par hystérésis

Concernant la formulation empirique pour le calcul des pertes par hystérésis dans la formulation de Bertotti, ce modèle reste basé sur des lois physiques, ce qui explique sans doute sa meilleure adéquation vis-à-vis des mesures [DA09].

Ces pertes sont liées au parcours des cycles d'hystérésis (cf. Fig. 2-29). Elles sont dues à la circulation des courants induits lors de la variation de l'aimantation provoquée par le déplacement des Parois de Bloch [DA09] (phénomène macroscopique).

Le cycle d'hystérésis a une signification physique : il représente l'énergie irréversiblement dissipée par Effet Joule dans un cycle de magnétisation [BER98]. Le champ magnétique « \mathbf{H} » étant variable, le matériau parcourra le cycle d'hystérésis, donc l'alignement et l'inversion de polarité des Domaines de Weiss engendreront des dépenses d'énergie. Cette énergie « W_v » est calculée sur la surface du cycle, soit une densité volumique d'énergie :

$$W_v = \oint_{\text{cycle}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \quad (2-165)$$

Cette équation représente le travail par unité de volume effectué par le champ externe « \mathbf{H} » et transformé de façon irréversible en énergie interne par Effet Joule dans un cycle d'hystérésis. Nous remarquons le caractère statique étant donné que l'énergie nécessaire au parcours du cycle

d'hystérésis ne dépend pas de la fréquence de magnétisation. La relation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » peut être très complexe. En effet, nous remarquons [DA09] qu'une valeur de « H » donne deux images « B », donc elle n'a pas un comportement d'une fonction au sens mathématique strict.

Le calcul des pertes évalue la surface du cycle d'hystérésis. Le comportement non-linéaire des matériaux ferromagnétiques est souvent représenté par des modèles analytiques (relations plutôt simples) décrits par des formulations purement mathématiques. Cependant, ces formulations ont une relation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » qui ne prennent pas en compte l'état mémoire (l'histoire) de l'aimantation initiale du matériau. Comme exemple de modèles analytiques nous pouvons citer les modèles : de Rayleigh, de Frolich, de Potter, de Hodgdon, avec séries de Fourier, polynomial, fractionnel, etc. En plus des modèles analytiques il y a aussi les modèles de type Lavevin et Preisach [PHE99, AMO00].

Notre modélisation considère le cas sinusoïdal de l'induction magnétique « B », classique et suffisamment caractéristique. La relation « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » est souvent définie pour des signaux sinusoïdaux et de façon empirique, la *Loi d'Hystérésis de Steinmetz* est utilisée pour calculer la surface du cycle :

$$\oint_{\text{cycle}} \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} = k_h \cdot B^\alpha \quad (2-166)$$

$$P_{HYST} = k_h \cdot B_{XX}^\alpha \cdot f_{elec} \cdot V_{XX} \quad (2-167)$$

« P_{HYST} » représente donc les pertes sur un cycle d'hystérésis (une période du champ d'excitation) ; où « B_{XX} », « V_{XX} », représentent la valeur crête de l'induction magnétique, « V » le volume considéré, « XX » l'indice pouvant être la culasse ou les dents du stator ; « k_h », « α », « f_{elec} » désignent respectivement le coefficient des pertes par hystérésis, le coefficient traduisant la dépendance des pertes vis-à-vis de l'induction « B_{XX} » et la fréquence d'excitation (la fréquence électrique de rotation de l'actionneur).

Les coefficients « α » et « k_h » ont été déterminés en [DA09] pour les tôles « FeSi » utilisés.

☑ Pertes classiques

Une variation du champ dans un matériau conducteur crée des courants induits (Courants de Foucault), donc des pertes par *Effet Joule* dues à l'échauffement de la masse conductrice. Pour diminuer significativement la part de l'énergie consommée par *Effet Joule*, le stator est réalisé à partir d'un empilement de tôles minces découpées (cf. Fig. 2-30b) et isolées électriquement les unes des autres (feuilletage). Par conséquent, nous diminuons la section conductrice et augmentons la résistance électrique en limitant ces courants induits Fig. 2-30a.

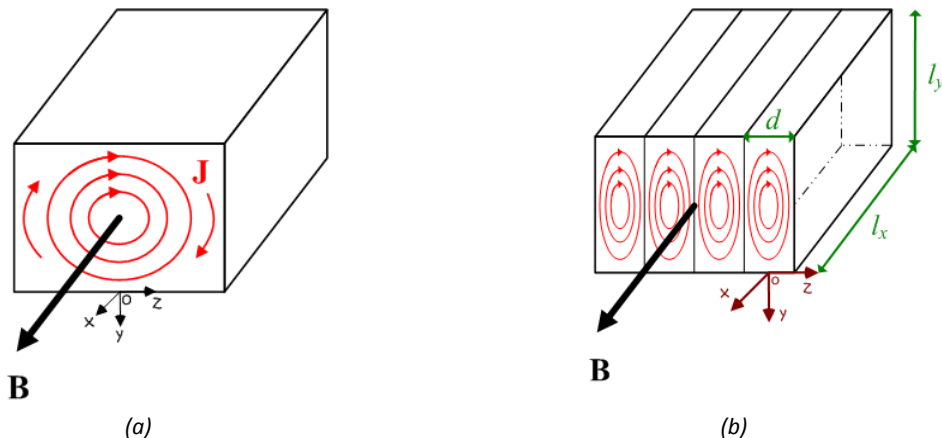


Fig. 2-30 : Les courants de Foucault induits dans une masse conductrice totale (a) et dans les tôles (b)

Prenons le cas d'une tôle d'épaisseur « d » soumise à une induction magnétique variable « \mathbf{B} » dans la direction « Ox ». Nous considérons un matériau isotrope et homogène et supposons que les longueurs « l_x » et « l_y » sont beaucoup plus grandes que l'épaisseur de la tôle de façon que le champ magnétique créé par les courants induits n'influence pas l'induction externe « \mathbf{B} ».

Par l'expression (2-19), le champ créé par les courants induits s'opposera à la cause qui lui a donné naissance, soit l'induction « \mathbf{B} ». Pour la suite, le raisonnement est présenté sur toute la plage de fréquence d'utilisation possible, autrement dit pour tous les points de la mission de vol.

Pour ce faire, il s'avère nécessaire de prendre en compte la profondeur de pénétration « δ_p », donc l'effet de peau (*Skin Effect*) en haute fréquence qui engendre des atténuations des grandeurs électromagnétiques (champ « \mathbf{H} », induction « \mathbf{B} », champ électrique « \mathbf{E} » et densité de courant « \mathbf{J} »). Les pertes classiques sur une période de l'induction magnétique (cas sinusoïdal) sont :

$$P_{CLAS} = k_c \cdot B_{XX}^2 \cdot f_{elec}^2 \cdot V_{XX} \quad (2-168)$$

$$k_c = \frac{1}{6} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d^2 \cdot f(\delta_p) \quad (2-169)$$

$$f(\delta_p) = \frac{3 \cdot \delta_p}{d} \cdot \frac{\sinh(d/\delta_p) - \sin(d/\delta_p)}{\cosh(d/\delta_p) - \cos(d/\delta_p)} \quad (2-170)$$

$$\delta_p = (\pi \cdot \mu_r \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot f_{elec})^{-0,5} \quad (2-171)$$

Cette formulation du coefficient des pertes classiques « k_c » tient compte des imperfections de la tôle (variation de la conductivité « σ ») et la dépendance avec la fréquence du point de fonctionnement via la profondeur de pénétration « δ_p ». Plus la fréquence augmente, plus petite sera la valeur du coefficient des pertes. Le lecteur est invité à se référer à [DA09] pour plus de détails du développement de la formulation des pertes classiques. Dans le cas « $d/\delta_p \ll 1$ » de faibles fréquences, « $f(\delta_p)$ » tend vers l'unité et nous retrouvons donc l'expression classique des pertes :

$$P_{CLAS} = \frac{1}{6} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d^2 \cdot B_{XX}^2 \cdot f_{elec}^2 \cdot V_{XX} \quad (2-172)$$

$$k_c = \frac{1}{6} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d^2 \quad (2-173)$$

Nous devons retenir que pour des faibles fréquences :

- les matériaux avec faible conductivité « σ » ont des pertes plus petites ;
- « P_{CLAS} » dépend du feuilletage « d^2 » : donc si on divise l'épaisseur de tôle par 2, les pertes seront 4 fois plus faibles ;
- « P_{CLAS} » dépend de « f_{elec}^2 » : donc si on double la fréquence, les pertes seront 4 fois plus importantes.

Dans le cas de hautes fréquences « $d/\delta \ll 1$ », les pertes classiques sont approximées par :

$$P_{CLAS} = \frac{1}{2} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d \cdot \delta \cdot B_{XX}^2 \cdot f_{elec}^2 \cdot V_{XX} \quad (2-174)$$

$$k_c = \frac{1}{2} \cdot \sigma \cdot \pi^2 \cdot d \cdot \delta. \quad (2-175)$$

Pour des hautes fréquences, les pertes classiques sont linéaires par rapport à l'épaisseur de tôle. Par exemple, prenons deux tôles différentes en « FeSi » de même conductivité avec différentes épaisseurs et perméabilités. La Fig. 2-31 présente la variation de « k_c » en fonction de la fréquence.

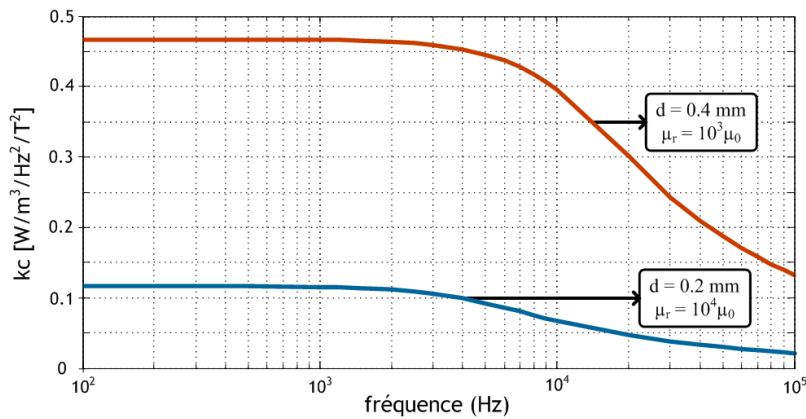


Fig. 2-31 : Variation du coefficient de pertes classiques en fonction de fréquence

☑ Pertes excédentaires

Les origines de ces pertes ont été introduites par Bertotti [BER88] qui a énoncé le concept d'*Objet Magnétique* « MO ». Ces objets représentent des « chariots » correspondant à un groupe de parois [DA09] voisines qui évoluent de façon fortement corrélée. Cela reste une façon simple et compacte de tenir compte du rôle des champs de corrélation interne à courte distance, des changements de magnétisation et donc d'expliquer le comportement des pertes.

$$P_{EXC} = 8.764 k_e \cdot B_{XX}^{1.5} \cdot f_{elec}^{1.5} \cdot V_{XX} \quad (\text{cette expression est développée dans [DA09]}) \quad (2-176)$$

☑ Pertes magnétiques totales

L'expression des pertes totales en « Watt » prend en compte les volumes de la culasse et des dents statoriques (cf. **section 2.3.4.1**) ainsi que les valeurs d'induction dans la culasse et dans les dents statoriques.

$$P_{FER} = k_t \cdot \left(k_h \cdot B_t^\alpha \cdot V_{stator}^{dents} \cdot f_{elec} + k_c(\delta_p) \cdot B_t^2 \cdot V_{stator}^{dents} \cdot f_{elec}^2 + 8.764 \cdot k_e \cdot B_t^{1.5} \cdot V_{stator}^{dents} \cdot f_{elec}^{1.5} \right) + k_y \cdot \left(k_h \cdot B_y^\alpha \cdot V_{stator}^{culasse} \cdot f_{elec} + k_c(\delta_p) \cdot B_y^2 \cdot V_{stator}^{culasse} \cdot f_{elec}^2 + 8.764 \cdot k_e \cdot B_y^{1.5} \cdot V_{stator}^{culasse} \cdot f_{elec}^{1.5} \right) \quad (2-177)$$

Dans cette formulation, nous observons l'apparition des constantes « k_t » et « k_y ». Ce sont des coefficients expérimentaux. La sous-estimation des pertes par rapport aux mesures est une problématique connue [CHE02] liée :

- ➔ aux distorsions des formes d'ondes d'induction (celle-ci n'étant pas sinusoïdale en réalité) ;
- ➔ à la complexité de la structure de l'actionneur (type de bobinage, paliers, etc...) ;
- ➔ au comportement dynamique non pris en compte du cycle d'hystérésis (changement de sa surface en fonction de la fréquence et les cycles mineurs (cf. Fig. 2-29) par exemple [DA09]) ;

- au fait que les coefficients des pertes (« k_h », « α », « k_c », « k_e ») en réalité ne sont pas constants mais dépendants des valeurs d'induction et de fréquence [MTH06].

La Fig. 2-32 représente graphiquement les pertes totales magnétiques « P_{FER} », ainsi que la séparation de trois composantes en fonction de la fréquence.

Les méthodes de détermination des coefficients « α », « k_h », et « k_e » et le justificatif du modèle choisi sont disponibles dans [DA09]. Cette référence présente aussi les points les plus importants de la démarche utilisée ainsi que la base de données des mesures des pertes totales sur un échantillon de « NO20 », utilisé dans les tôles cf. **Annexe B**. Cet échantillon a été soumis à différentes valeurs d'induction externe sinusoïdale et pour chaque valeur d'induction les pertes totales par kg ont été déterminées pour différentes fréquences.

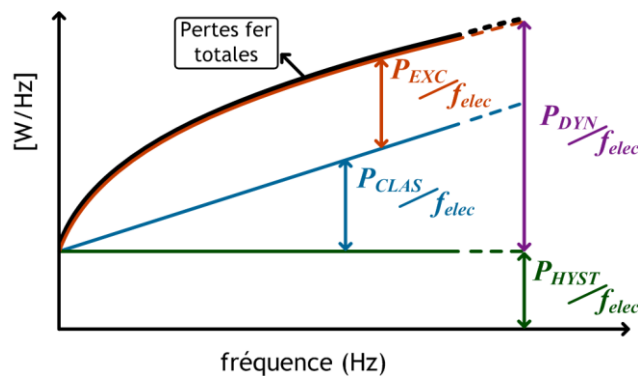


Fig. 2-32 : Pertes magnétiques par cycle d'hystérésis

Les coefficients obtenus ont été insérés dans le logiciel EFCAD (*Electromagnetic Fields Computer Aided Design*) [EFCAD] pour l'application de la méthode des éléments finis « MEF ». Dans le **Chapitre 3**, nous avons vérifié la pertinence du modèle de pertes développé à partir de trois solutions particulières d'actionneurs extraites des résultats d'optimisation.

Sur les pertes magnétiques totales, en considérant des coefficients expérimentaux « k_t » et « k_y » dans le modèle analytique. Si ces deux coefficients sont unitaires, le modèle analytique sous estime les pertes : l'analyse comparative révèle dans ce cas que l'erreur relative entre modèle analytique et calcul des champs 2D n'excède pas 20 % [OUN12].

Par contre, en considérant les coefficients « k_t » et « k_y » issus de l'expérimentation (coefficients qui seront ceux utilisés dans le **Chapitre 3**), les résultats montrent une légère sur estimation du modèle analytique par rapport à EFCAD.

Effet du défluxage sur les pertes magnétiques

En régime défluxé « $\Psi \neq 0$ », ce fonctionnement tend à faire diminuer le flux d'entrefer « Φ_g » en raison inverse de la vitesse, selon :

$$\Phi_g = \frac{V_{dqMAX}}{\omega_{elec}} = VARIABLE \quad (2-178)$$

De manière simplifiée la Fig. 2-33 illustre la répartition du flux d'entrefer. Nous considérons que le flux dans l'entrefer se divise symétriquement dans la culasse.

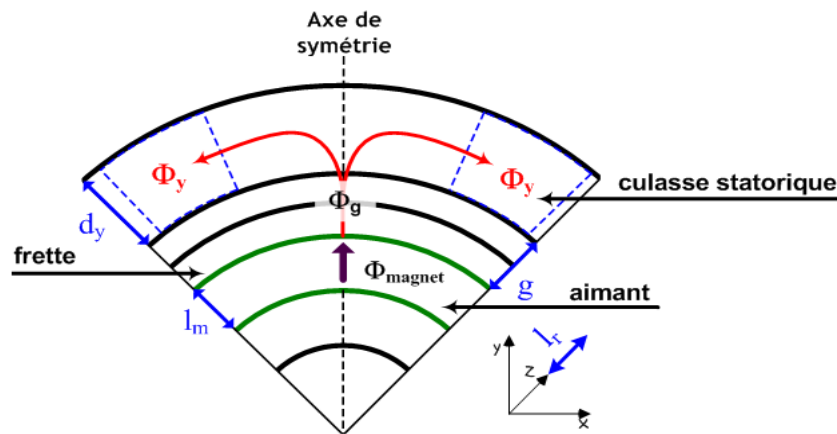


Fig. 2-33 : Répartition du flux des aimants dans la culasse statorique

En tenant compte de la conservation du flux créé par les aimants sur un pôle :

$$\Phi_g = 2B_y S_y \quad (2-179)$$

où « B_y », « S_y » représentent l'induction et la surface de la culasse statorique. Etant donné qu'en régime défluxé la chute de « Φ_g » est de même rapport que la montée de la vitesse, l'induction « B_y » chutera aussi. Le schéma présenté est simplifié mais nous pouvons appliquer la même démarche au niveau de la denture, soit une réduction de l'induction dans les dents « B_t ». Ainsi, pour notre modélisation, en cas de fonctionnement de l'actionneur en mode défluxé, nous corrigeons les valeurs d'inductions « B_y » et « B_t », représentées par « B_{XX} » :

$$B_{XX}^{corrigé} = B_{XX} \cdot \frac{\omega_{base}}{\omega_{défluxé}} \quad (2-180)$$

La diminution du flux du stator dans un régime de défluxage réduit donc les pertes fer de l'actionneur (2-177).

2.3.7.3 Pertes aérodynamiques

L'entrefer mécanique de l'actionneur est le siège d'un écoulement d'air lors de la rotation : le frottement de l'air avec la surface de la frette peut être une source de pertes non-négligeables en haute vitesse. Ces pertes, appelées pertes aérodynamiques, sont donc liées à la vitesse périphérique du rotor. Vu les vitesses élevées, des points de la mission de vol considérées (cf. **Chapitre 1**), il est pertinent de prendre ces pertes en compte. Basé sur [VRA68], les pertes aérodynamiques sont calculées par :

$$P_{AERO} = f_{AERO} \cdot \pi \rho_{AIR} \cdot l_r \cdot (r_s - \delta)^4 \cdot \left(\frac{\omega_{elec}}{P} \right)^3 \quad (2-181)$$

où « f_{AERO} » est le coefficient de friction de l'air et « ρ_{AIR} » la masse volumique de l'air.

☞ NB. : Nous remarquons qu'à rayon d'alésage « r_s » donné, l'augmentation de l'entrefer mécanique « δ » joue directement sur la réduction des pertes aérodynamiques. Cette tendance sera reprise comme élément important de l'analyse des résultats d'optimisation, analyse menée au **Chapitre 3**.

Dans l'**Annexe G** le lecteur trouvera les définitions nécessaires au calcul des pertes aérodynamiques (nature de l'écoulement, propriétés thermo-physiques, etc.).

2.3.7.4 Pertes dans les aimants

Les aimants permanents sont classés comme « matériaux durs ». Ces matériaux possèdent une grande anisotropie, pour lesquels le déplacement des parois [DA09] est beaucoup plus difficile comparé aux matériaux ferromagnétiques des tôles en « FeSi » du stator. C'est pourquoi la méthode de séparation de pertes présentée en 2.3.7.2 ne convient pas aux aimants permanents [BET10].

Souvent, dans les actionneurs avec aimants collés en surface, ces pertes sont négligées car le rotor tourne en phase avec le fondamental du champ tournant de force magnétomotrice statorique : il n'y a donc pas de courants induits dans les aimants à la fréquence du fondamental. Cependant, les harmoniques de temps et d'espace du champ magnétique dans l'entrefer peuvent générer des pertes par courant de Foucault non négligeables dans les aimants.

D'autre part, pour des actionneurs à fort densité de puissance ayant une fréquence de fondamental élevée (comme pour les ECS électriques), il est particulièrement important de prendre en compte ce calcul de pertes [SCH04]. Même si, à un point de fonctionnement donné, les pertes par courant de Foucault peuvent s'avérer faibles au regard d'autres pertes, elles doivent quand même être considérées sur l'ensemble de la mission de vol, en particulier vis-à-vis des aspects thermiques.

En effet, il faut toujours retenir qu'il est plus difficile d'évacuer la chaleur du rotor que du stator. De plus un échauffement excessif peut aussi favoriser la désaimantation des aimants.

Plusieurs méthodes (analytiques ou par éléments finis 2D ou 3D) ont été développées pour évaluer les pertes dans les aimants permanents collés en surface [VEE97, POL99, HOW00, SCH04, VAN06, HOW07, ABE09, VAN10].

Pour notre modélisation, de caractère analytique dans une conception par optimisation, nous nous sommes intéressés à un modèle qui met en évidence les causes des pertes et qui prend aussi en compte la géométrie de l'actionneur.

Illustration du phénomène

L'aimant est modélisé comme une masse conductrice siège de courants induits sous l'hypothèse d'être en régime non saturé caractérisé par une conductivité/résistivité électrique.

La Fig. 2-34 illustre (dans le cas le plus simple : « $N_{\text{pp}} = 1$ ») le processus qui génère ces courants. Les grandeurs présentes sont résumées :

- « $i_X(t)$ » : courants statoriques « $X = U, V, W$ » ;
- « θ » : position angulaire dans le repère stationnaire de la phase « U » ;
- « \mathbf{B}_T » : l'induction magnétique totale dans l'entrefer générée par les courants statoriques ;
- « \mathbf{B}_{ia} » : champ opposé généré par les courants induits ;
- « \mathbf{J}_{ia} » : densité de courants induits dans les aimants.

Dans l'**Annexe H**, les phénomènes englobant la nature des pertes dans les aimants (formulation du problème électromagnétique) sont décrits. Certains détails importants comme la création de la force magnétomotrice dans l'entrefer « \mathbf{f}_{MM} », la variation macroscopique de l'induction magnétique dans l'entrefer « \mathbf{B}_T », les harmoniques d'espace « ν » et de temps « u » causant les pertes dans les aimants sont présentés.

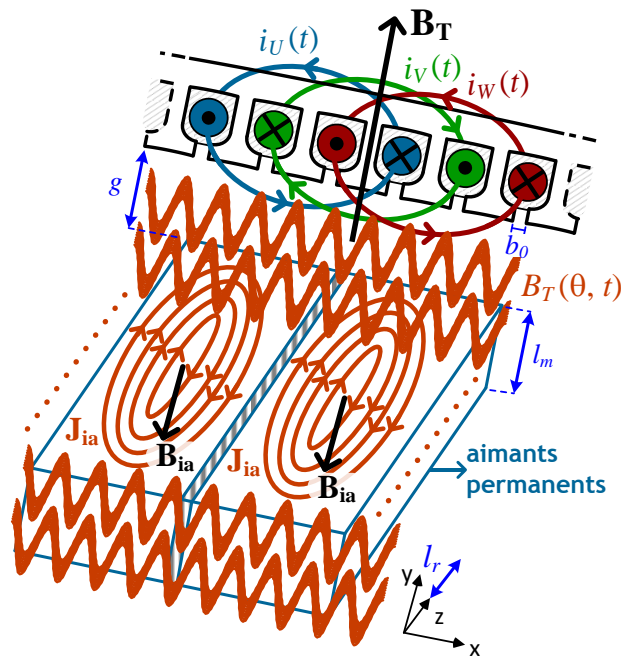


Fig. 2-34 : Stator : répartition spatiale des courants ; Rotor : courants induits dans les aimants permanents

☑ Modèle de pertes dans les aimants

Notre choix s'est porté sur le modèle analytique à deux dimensions de [VEE97] dans le cas triphasé. Ce modèle est particulièrement développé en [HOW00, HOW04] mais ne considère que les harmoniques d'espace « ν » de la force magnétomotrice. Dans les travaux complémentaires [SCH04, ZHU05], les harmoniques de temps « u » sont pris en compte et une densité de courant équivalente des courants statoriques est considérée le long de l'alésage placé dans les ouvertures d'encoche « b_0 ». De plus, ces modèles considèrent l'influence de la segmentation des aimants sur les pertes et ont une très bonne sensibilité par rapport aux variations géométriques de l'actionneur.

Une remarque concernant les équations de [ZHU05] est qu'elles sont appliquées aux actionneurs à nombre d'encoches par pôle par phase « N_{ep} » fractionnaires alors que, pour notre modélisation, nous considérons « N_{ep} » entiers. Le modèle reste cependant valable. En effet, les actionneurs à « N_{ep} » fractionnaires contiennent un spectre harmonique plus riche rajoutant des sous-harmoniques d'espace qui ne sont pas « vus » avec des structures à « N_{ep} » entiers. La mise en place de ce modèle s'est effectué dans le cadre du master recherche [NAO11]. Le modèle a été validé sur au moins six différents actionneurs avec différents types d'alimentation : mode brushless DC (BLDC) et mode brushless AC (BLAC). Les écarts obtenus étant inférieurs à 10 %.

☑ Hypothèses simplificatrices pour le traitement analytique

- les milieux aimantés de l'actionneur sont supposés linéaires ;
- les perméabilités des matériaux sont supposées constantes ;
- la structure est invariante par translation dans la direction axiale ;
- les sources de champs sont de couches concentriques d'épaisseur constantes ;
- le champ magnétique d'entrefer est considéré strictement radial ;
- les culasses qui délimitent le circuit magnétique ont une perméabilité magnétique très grande devant « μ_0 » (le champ magnétique dans ces zones peut donc être considéré nul) et une conductivité électrique nulle ;
- les courants de phase (source de champs) sont ramenés à des densités de courants linéiques superficielles uniformément distribuées dans les ouvertures d'encoches ;

- les aimants ont une conductivité électrique « $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ » non nulle ;
- l'effet de l'induction induite « \mathbf{B}_{ia} » dans les aimants par les courants de Foucault sur l'induction du bobinage statorique « \mathbf{B}_T » est négligée ;
- la variation de perméance dans l'entrefer due aux encoches du stator est négligée ;
- le système triphasé est équilibré, bien que l'analyse puisse s'appliquer à des actionneurs polyphasés.

☑ Equations du modèle de pertes dans les aimants

Le résumé des équations du modèle est présenté. Les pertes totales dans le volume des aimants, calculées sur une période d'excitation « T_{MECA} » sont :

$$P_{AIMANTS} = 2 \cdot p \cdot \frac{1}{T_{MECA}} \int_0^{T_{MECA}} \int_{\text{volume}} \rho_{\text{Sm}_2\text{Co}_{17}} \cdot J_{ia}^2 \cdot dV \cdot dt \quad (2-182)$$

$$P_{AIMANTS} = \frac{2 \cdot p}{T_{MECA}} \int_0^{T_{MECA}} \int_0^{l_r} \int_{R_m^{INT}}^{R_m^{EXT}} \int_{-(\theta_{magnet}/2)}^{(\theta_{magnet}/2)} \rho_{\text{Sm}_2\text{Co}_{17}} \cdot J_{ia}^2(r, \theta_R, t) \cdot r \cdot dr \cdot d\theta_R \cdot dz \cdot dt \quad (2-183)$$

où « θ_R » représente la position angulaire ramenée dans le repère rotorique.

Les pertes peuvent être séparées en deux parts [HOW00, HOW04, ZHU05] :

$$P_{AIMANTS} = P_1(u, v) + P_2(u, v) \quad (2-184)$$

- $P_1(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles au carré du rang harmonique v^2 :

$$P_1(u, v) = C_1 \cdot \sum_u \sum_v \frac{k_{uv}^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^2} \cdot \frac{A_v(v)}{[G_v(v)]^2} \quad (2-185)$$

- $P_2(u, v)$ correspond à la part des pertes inversement proportionnelles à « v^4 » :

$$P_2(u, v) = C_2 \cdot \sum_u \sum_v \frac{k_{uv}^2 \cdot (u \pm v)^2}{v^4} \cdot \left[\frac{B_v(v)}{G_v(v)} \right]^2 \cdot \sin^2 \left(v \cdot p \cdot \frac{\omega_m}{2 \cdot R_m^{EXT}} \right) \quad (2-186)$$

☑ CONSTANTES UTILISEES

$$C_1 = \frac{\mu_m^2}{\rho_{\text{Sm}_2\text{Co}_{17}}} \cdot \frac{\omega_m \cdot l_r}{R_m^{EXT}} \cdot \frac{\omega_{elec}^2}{p} \quad (2-187)$$

$$C_2 = 8 \cdot \frac{\mu_m^2}{\rho_{\text{Sm}_2\text{Co}_{17}}} \cdot \frac{R_m^{EXT} \cdot l_r}{[l_m - 2 \cdot R_m^{EXT}] \cdot l_m \cdot \omega_m} \cdot \frac{\omega_{elec}^2}{p^3} \quad (2-188)$$

$$D_1 = 1 - g / r_s \quad (2-189)$$

$$D_2 = 1 - l_m / R_m^{EXT} \quad (2-190)$$

$$D_3 = R_m^{INT} / r_s \quad (2-191)$$

☑ FONCTIONS DES HARMONIQUES D'ESPACE

$$G_v(v) = 1 - D_3^{(2,v,p)} \quad (2-192)$$

$$A_v(v) = (r_S \cdot R_m^{EXT})^2 \cdot [1 - D_2^{(2+2,v,p)}] \cdot \frac{D_1^{(2,v,p)}}{2 \cdot (1+v \cdot p)} + \left\{ (R_m^{INT})^2 \cdot F_v(v) - [l_m - 2 \cdot R_m^{EXT}] \cdot l_m \right\} \cdot [1 - G_v(v)] \cdot r_S^2 \quad (2-193)$$

$$B_v(v) = r_S \cdot (R_m^{EXT})^2 \cdot [1 - D_2^{(2+v,p)}] \cdot \frac{D_1^{(v,p)}}{(2+v \cdot p)} + r_S \cdot (R_m^{INT})^2 \cdot D_3^{(v,p)} \cdot E_v(v) \quad (2-194)$$

☑ CONDITIONS AUX POINTS DE DISCONTINUITES

$$F_v(v) = \begin{cases} \frac{1 + D_2^{(2,v,p-2)}}{(2 \cdot v \cdot p - 2)} & \text{si } (v \cdot p) \neq 1 \\ -\ln D_2 & \text{si } (v \cdot p) = 1 \end{cases} \quad (2-195)$$

$$E_v(v) = \begin{cases} \frac{1 + D_2^{(v,p-2)}}{(v \cdot p - 2)} & \text{si } (v \cdot p) \neq 2 \\ -\ln D_2 & \text{si } (v \cdot p) = 2 \end{cases} \quad (2-196)$$

2.3.8 Modèle thermique

Au vu de leur degré d'optimisation poussé et notamment de leur puissance massique élevée, les actionneurs HSPMSM sont fortement tributaires des performances thermiques et du système de refroidissement associé : nous avons vu dans le paragraphe relatif au positionnement dans le plan couple vitesse que la butée thermique impacte directement sur les butées de courant et de couple. La modélisation des couplages thermo-électromagnétique est donc primordiale dans un contexte d'optimisation. Pour caractériser le comportement thermique de l'actionneur, nous avons mis en place un modèle représenté par le « réseau analogue » (par analogie avec un réseau électrique) :

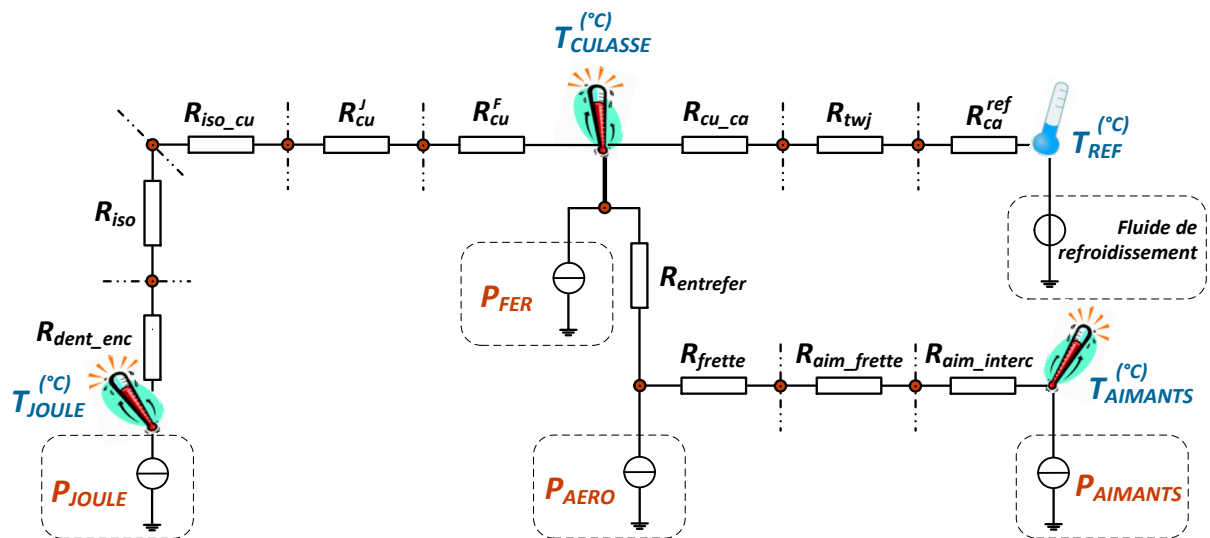


Fig. 2-35 : Modèle thermique HSPMSM en régime établi : composants du réseau analogue

Le réseau analogue représente le comportement thermique de l'actionneur en régime quasi statique (modèle équivalent type 'R'). On considère donc que les constantes thermiques de l'actionneur sont courtes, vis-à-vis des temps d'occurrence de chaque point de la mission. Cette approximation, selon un modèle thermique quasi statique, tend à constituer un « pire cas » du point de vue des contraintes thermiques : le résultat des optimisations sera donc « conservatif » de ce point de vue. L'actionneur est supposé fermé et refroidi par une boîte à eau avec pour hypothèse que les transferts thermiques sont supposés radiaux et qu'il n'y a pas de flux thermique au niveau de l'arbre du rotor. Le stator est entouré par une boîte à eau (fluide de refroidissement) à une température « T_{REF} ». Les températures surveillées via les contraintes d'optimisation sont au niveau de la culasse « $T_{CULASSE}$ », du cuivre « T_{CUIVRE} » et des aimants « $T_{AIMANTS}$ » :

$$T_{CULASSE} = (R_{ca}^{ref} + R_{twj} + R_{cu_ca}) \cdot (P_{JOULE} + P_{FER} + P_{AERO} + P_{AIMANTS}) + T_{REF} \quad (2-197)$$

$$T_{CUIVRE} = [R_{dent_enc} + R_{iso} + R_{iso_cu} + R_{cu}^J + (P_{FER} / P_{JOULE}) \cdot R_{cu}^F] \cdot P_{JOULE} + T_{CULASSE} \quad (2-198)$$

$$T_{AIMANTS} = R_{entrefer} \cdot (P_{AERO} + P_{AIMANTS}) + (R_{frette} + R_{aim_frette} + R_{aim_interc}) \cdot P_{AIMANTS} + T_{CULASSE} \quad (2-199)$$

Le modèle est composé d'un sous-réseau analogue statorique [BER99, BOG03] et d'un autre rotorique ; leur couplage est fait via une modélisation des échanges thermiques de l'entrefer « $R_{entrefer}$ », exploité par la suite. Les différents éléments constitutifs sont listés :

Élément	Résistance thermique	Élément	Résistance thermique
R_{ca}^{ref}	convection carcasse/fluide extérieur	R_{cu}^J	conduction culasse dû aux pertes Joule
R_{twj}	conduction épaisseur de la boîte à eau	R_{cu}^F	conduction culasse dû aux pertes fer
R_{cu_ca}	conduction à l'interface culasse/carcasse	R_{frette}	conduction de la frette
R_{dent_enc}	conduction couche dent-encoche	R_{aim_frette}	conduction à l'interface aimant/frette
R_{iso}	conduction isolant fond d'encoche	R_{aim_interc}	conduction couche aimant-intercalaire
R_{iso_cu}	Conduction à l'interface isolant culasse	$R_{entrefer}$	convection stator / rotor

Tab.2-10 : Modèle thermique HSPMSM en régime établi : résistances thermiques du réseau analogue

➤ Remarque :

- ➔ la température « T_{CUIVRE} » représente la température du point le plus chaud du bobinage. Vis-à-vis de la limite thermique, la valeur maximale de « T_{CUIVRE} » est donc la valeur maximale tolérée par l'isolation considérée (classe C – « $T_{MAX} = 220$ °C », cf. **Annexe B**) ;
- ➔ les expressions de « $T_{CULASSE}$ » et de « T_{CUIVRE} » sont basées sur [BER99]. Le réseau analogue est plutôt représentatif des équations qui elles mêmes sont justes ;
- ➔ pour justifier l'emplacement des pertes fer dans le réseau analogue présenté, nous nous appuyons sur le fait que les ouvertures d'encoches sont très petites ; nous considérons dès lors que les encoches sont complètement entourées par le matériau magnétique du stator (tôles NO20), soit un flux de chaleur homogène dans la culasse et les dents statoriques.

☑ Boîte à eau

Pour notre modélisation, la boîte à eau est considérée comme un boîtier isotherme de température « T_{REF} », son rôle étant d'éviter une conduction thermique de l'environnement externe vers l'actionneur.

Comparé aux propriétés de l'air (utilisées dans la modélisation des pertes aérodynamiques), il n'existe pas de lois simples. Donc les valeurs à la température « T_{REF} » sont extraites de [HEU79]. Dans l'Annexe G, le lecteur trouvera les définitions nécessaires au dimensionnement de la boîte à eau (transfert de chaleur par conduction, par convection, etc.).

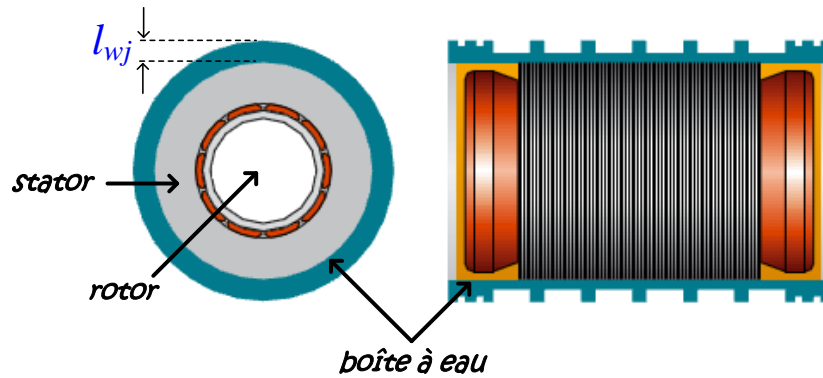


Fig. 2-36 : Illustration d'une boîte à eau [SERVAX]

où « l_{wj} » est l'épaisseur de la boîte à eau.

Le résumé des équations des résistances thermiques du modèle est présenté :

RESISTANCES THERMIQUES DU CIRCUIT ANALOGUE - Fig. 2-35

STATOR :

$$R_{ca}^{ref} = \frac{1}{h_{wj} S_{EXT}} \quad (2-200)$$

$$R_{wj} = \frac{1}{2 \pi \lambda_{carcasse} l_r} \ln \left(1 + \frac{t_{wj}}{R_y^{EXT}} \right) \quad (2-201)$$

$$R_{cu-ca} = \frac{1}{2 \pi \lambda_{cu-ca}^S l_r R_y^{EXT}} \quad (2-202)$$

$$R_{cu}^F = \frac{1}{4 \pi \lambda_{NO20} k_f l_r} \left[1 - \frac{2(R_y^{INT})^2}{(R_y^{EXT})^2 - (R_y^{INT})^2} \ln \left(\frac{R_y^{EXT}}{R_y^{INT}} \right) \right] \quad (2-203)$$

$$R_{cu}^J = \frac{1}{2 \pi \lambda_{NO20} k_f l_r} \ln \left(\frac{R_y^{EXT}}{R_y^{INT}} \right) \quad (2-204)$$

$$R_{iso-cu} = \frac{1}{2 \pi \lambda_{iso-cu}^S k_f l_r R_y^{INT}} \quad (2-205)$$

$$R_{iso} = \frac{1}{2 \pi \lambda_{iso} k_f l_r} \ln \left(\frac{R_y^{INT}}{R_y^{INT} - t_{ifd}} \right) \quad (2-206)$$

$$R_{dent_enc} = \frac{1}{4\pi \lambda_{dent_enc} k_f l_r} \left[1 - \frac{2r_s^2}{(R_y^{INT} - t_{ifd})^2 - r_s^2} \ln \left(\frac{R_y^{INT} - t_{ifd}}{r_s} \right) \right] \quad (2-207)$$

ROTOR :

$$R_{entrefer} = \frac{1}{h_{ENT} S_{entrefer}^{moy}} \quad (2-208)$$

$$R_{frette} = \frac{1}{2\pi \lambda_{frette} l_r} \ln \left(\frac{R_m^{EXT}}{R_m^{EXT}} \right) \quad (2-209)$$

$$R_{aim_frette} = \frac{1}{2\pi \lambda_{aim_frette}^s l_r R_m^{EXT}} \quad (2-210)$$

$$R_{aim_interc} = \frac{1}{2\pi \lambda_{aim_interc} l_r} \ln \left(\frac{R_m^{EXT}}{R_m^{INT}} \right) \quad (2-211)$$

où « t_{vj} » est l'épaisseur de la boîte à eau dans l'interface avec le paquet de tôles ; « t_{ife} » est l'épaisseur de l'isolant de fond d'encoche.

2.4 Conclusion

Les exigences imposées par l'optimisation de la fonction d'entraînement, en particulier les exigences sur la haute vitesse et la forte compacité, sont drastiques et imposent au concepteur de disposer d'une très bonne connaissance des « multiples facettes » et des différentes « physiques » de ce système complexe. Ce chapitre a donc permis de présenter, dans une première partie, les éléments, matériaux et technologies essentiels à la constitution d'un dispositif d'actionnement haute vitesse composé principalement d'un actionneur synchrone à aimants permanents.

Dans la perspective d'une conception systémique par optimisation, agissant simultanément sur l'ensemble de ces facettes, nous avons ici établi la base de connaissance complète permettant par la suite de mettre en œuvre un modèle analytique de l'actionneur. Cette base de connaissance inclut la définition de la géométrie du stator et du rotor, avec ses conséquences sur les volumes et masses et la caractérisation électromagnétique de l'actionneur.

Un modèle circuit électrique permet de placer le dispositif dans le contexte de la mission de vol à satisfaire. Les conséquences des stratégies de pilotage choisies doivent aussi être intégrées à la représentation analytique. Enfin, afin de satisfaire à un objectif de maximisation de l'efficacité énergétique, synonyme de performance mais aussi de durabilité et de compacité du système, l'ensemble des pertes dans l'actionneur a dû être caractérisé. Si certaines pertes sont classiques voire triviales à modéliser (pertes par effet Joule par exemple), d'autres pertes sont nettement plus complexes à caractériser (pertes fer par exemple) et aussi plus spécifiques aux exigences de la haute vitesse (pertes aérodynamiques et dans les aimants). Il faut noter que cette partie a nécessité un investissement majeur au sein de ce projet de thèse.

A partir de cette « base de données multi facettes et multiphysique », nous proposons dans le chapitre suivant la démarche de conception par optimisation qui met en œuvre ce modèle analytique d'actionneur.

Chapitre 3

Optimisation de l'Actionneur Synchrone à Aimants Permanents Haute Vitesse (HSPMSM)

3.1 Introduction sur l'optimisation de l'actionneur synchrone à aimants permanents haute vitesse (HSPMSM)

Ce troisième chapitre met en place la démarche CIO (conception intégrée par optimisation) pour le dimensionnement de l'actionneur HSPMSM. La méthode intègre en premier lieu la mission de vol, effectuée en considérant une succession de régimes statiques de durée variable correspondant aux occurrences. Ces différents régimes sont caractérisés par des points dans le plan couple-vitesse dont l'occurrence statistique est fonction des phases de vol et des conditions climatiques extérieures. Tous ces aspects ont été présentés dans le **Chapitre 1**. La difficulté du problème a été posée dans le chapitre précédent, mettant en évidence la géométrie de l'actionneur HSPMSM ainsi que l'existence des différents phénomènes physiques de différentes natures : mécanique, électromagnétique, thermique.

Ce chapitre présente les moyens par lesquels le premier problème local appelé « boucle actionneur » est résolu, cette première boucle étant ensuite complétée, aux chapitres suivants, d'une seconde dédiée à l'alimentation et à l'interfaçage au réseau. La résolution par l'algorithme d'optimisation génétique multicritère demande, pour minimiser les objectifs « **F** » (la masse et les pertes moyennes sur l'ensemble de la mission de vol), la définition de certaines variables de conception « **X** » et de faisabilité de l'actionneur (mécanique, thermique, pilotage, etc.).

Concernant la faisabilité, le problème tient compte de certaines contraintes d'inégalité « **G(X)** » à respecter. Cet ensemble de variables et de contraintes sont les moyens que nous avons choisis pour conditionner le problème d'optimisation. Ce chapitre est axé sur trois problématiques :

- **formulation du problème** : la description et la précision de la démarche de dimensionnement par optimisation de la « boucle actionneur » sont introduites. Elles sont caractérisées par la présentation des variables de conception « **X** » et des contraintes « **G(X)** » associées, tout en minimisant les critères « **F** » de masse et de pertes moyennes. Les contraintes du problème sont macroscopiquement ordonnées sur deux niveaux successifs. Le premier doit satisfaire certaines exigences en phase de « pré-simulation » pour pouvoir accéder au deuxième niveau, correspondant quant à lui aux performances de l'actionneur pendant son passage par les points de la mission de vol ;
- **analyse du front « Pareto actionneur »** : description et analyse des tendances de dimensionnement caractérisées par l'évolution du front de Pareto des solutions optimales non-dominées. Nous analysons ici, en particulier, l'évolution des variables de dimensionnement ainsi que des contraintes du problème. D'autre part, les caractéristiques des paramètres internes (géométriques, électriques, magnétiques, etc.) des actionneurs dimensionnés, sont aussi présentées. Cette caractérisation graphique permet de visualiser les interactions entre grandeurs de différentes natures ;
- **choix de solutions particulières** : sur le front « **Pareto Actionneur** », trois solutions sont analysées. Les performances de ces actionneurs sont présentées, point par point de la mission de vol, dans le but d'extraire les points les plus contraignants vis-à-vis du dimensionnement. Une comparaison avec la solution de référence « MSP 70 KW » de LIEBHERR-Aerospace Toulouse est présentée. Par ailleurs, l'étude est validée par la méthode des éléments finis afin de caractériser la précision des modèles de dimensionnement sur ces solutions particulières.

Les mécanismes d'interaction et couplage des solutions sont analysés en détails.

3.2 Formulation du problème d'optimisation de l'actionneur HSPMSM

L'algorithme génétique multicritère NSGA-II est appliqué à la résolution du problème d'optimisation de l'actionneur HSPMSM. Lors de nombreuses études menées antérieurement, notamment au LAPLACE [REG03, ABD07, TRA10], cet algorithme a prouvé sa très bonne capacité à explorer l'espace paramétrique et converger efficacement vers les optima-globaux dans le plan des objectifs (approche type Pareto) y compris dans un contexte fortement contraint.

L'optimisation est effectuée conformément au synoptique simplifié de la Fig. 3-1. L'individu « X » (1) représente l'ensemble des paramètres d'entrée (ou « de conception ») nécessaires à l'étape de pré-dimensionnement (ou pré-simulation) de l'actionneur (2). Cette étape appelée « Niveau 1 d'optimisation » caractérise la construction de la géométrie et la définition des paramètres intrinsèques de l'actionneur déterminés au point de base (Chapitre 2, sections 2.3.1 et 2.3.5).

L'étape suivante, appelée « Niveau 2 d'optimisation » concerne l'intégration des points de fonctionnement via la prise en compte de la mission de vol (3). Le profil utilisé d'un avion type A320 a été présenté au Chapitre 1. Le parcours de la mission de vol représente donc l'étape de post-dimensionnement (ou post-simulation), caractérisée par la vérification de la faisabilité des points couple-vitesse (pilotage de l'actionneur), l'estimation des différentes pertes et températures (4) (Chapitre 2, sections 2.3.6, 2.3.7 et 2.3.8).

Pendant les étapes de pré et post-simulation, certaines contraintes doivent être respectées. La vérification du vecteur des contraintes « $G(X)$ » définit si la solution « X » analysée sera rejetée ou conservée. Les critères caractérisés par le vecteur « $F(X)$ », concernent la minimisation de la masse « $M_{ACTIONNEUR}$ » et la minimisation des pertes moyennes « $\langle P_{ACTIONNEUR} \rangle$ » de l'actionneur sur l'ensemble des points de la mission de vol. Ces masses et pertes s'ajoutent à celles inhérentes à l'optimisation de l'onduleur et du filtre d'entrée traitées au Chapitre 4. Les deux vecteurs « $G(X)$ » et « $F(X)$ » sont donc injectés dans l'algorithme NSGA-II (5) pour réitérer le processus d'optimisation.

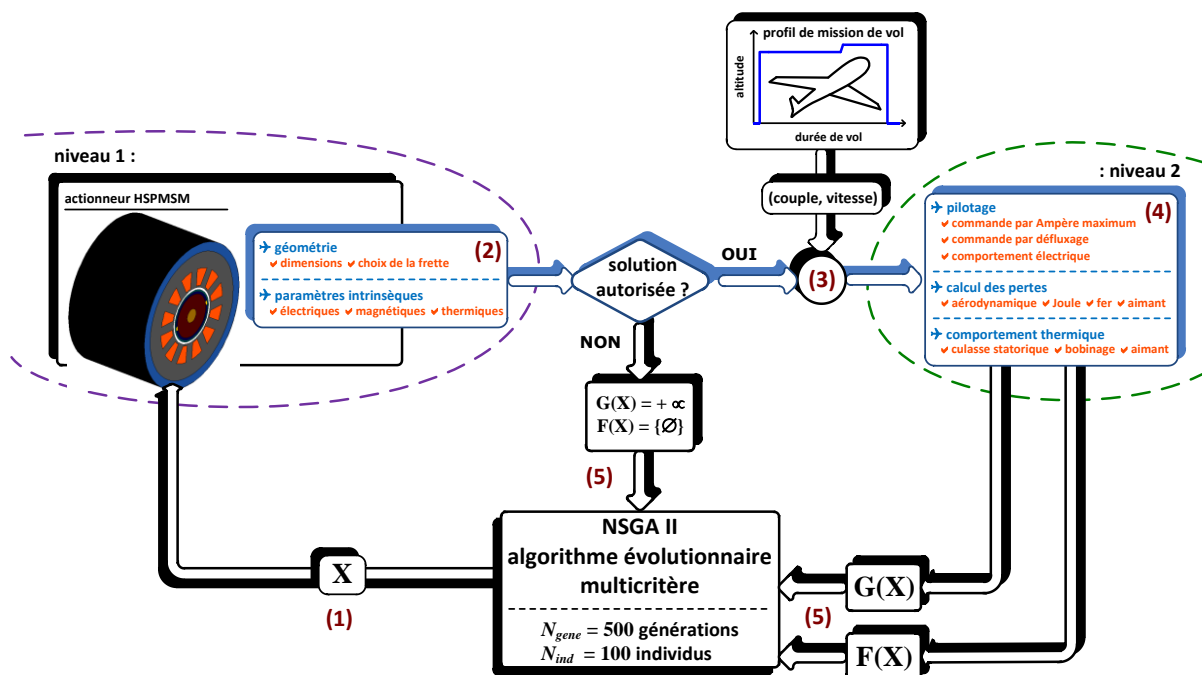


Fig. 3-1 : Démarche de dimensionnement de l'actionneur HSPMSM

3.2.1 Vecteur des paramètres d'entrée « X » de la boucle actionneur

Les « $n = 11$ » paramètres d'entrée de la boucle d'optimisation de l'actionneur sont présentés sur le tableau Tab.3-1. L'espace de recherche attribué à chaque variable est aussi présenté. Les valeurs de ces bornes ont été définies avec l'aide de LIEBHERR Aerospace Toulouse.

notation :		Description	unité	plage de variation
OPTIMISATION	SYSTEME			
x_1	J_S	densité efficace de courant	$[A_{RMS}/mm^2]$	$\in [6, 10]$
x_2	p	nombre de paires de pôles	[na]	$\in \{1, 3\}$
x_3	N_{ep}	nombre d'encoches par pôle et par phase	[na]	$\in \{1, 3\}$
x_4	R_{rl}	rapport rayon sur longueur r_s/l_r	[na]	$\in [0.4, 2]$
x_5	R_{dr}	rapport profondeur d'encoche/alésage d_r/r_s	[na]	$\in [0.3, 1.5]$
x_6	g	entrefer équivalent	[mm]	$\in [1, 10]$
x_7	B_y	induction dans culasse statorique	[T]	$\in [0.9, 1.5]$
x_8	K_r	coefficient de remplissage d'encoche	[na]	$\in [0.3, 0.4]$
x_9	K_p	coefficient de remplissage d'aimant	[na]	$\in [0.7, 0.97]$
x_{10}	N_{bp}	vitesse du point de base	$[10^3 \text{ tr/min}]$	$\in [28, 55]$
x_{11}	T_{bp}	couple du point de base	[N.m]	$\in [2, 20]$

Tab.3-1 : Présentation du vecteur « X » des variables de conception de l'actionneur HSPMSM

$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8 \ x_9 \ x_{10} \ x_{11}] \quad (3-1)$$

Le vecteur englobe les paramètres nécessaires au dimensionnement de l'actionneur [$J_S, p, N_{ep}, R_{rl}, R_{dr}, B_y$] ainsi que des paramètres que nous avons intérêt à appréhender quant à leur influence sur les solutions optimales [$g, K_r, K_p, T_{bp}, N_{bp}$].

Nous précisons, par exemple, que l'insertion du point de base (N_{bp}, T_{bp}) dans les paramètres d'entrée est liée à notre stratégie d'intégration de la mission de vol, présentée dans le **Chapitre 1**. De cette manière, l'optimiseur va rechercher le « centre de gravité » dans le nuage des points composant la mission tout en considérant leur occurrence statistique.

Le point de base a un lien direct avec la masse des différents actionneurs. Une autre caractéristique remarquable concerne la possibilité de notre démarche à bien exploiter le pilotage, donc le positionnement de la commande dans le plan couple-vitesse : commande par Ampère maximum ou par défluxage. Les différents cas possibles sont présentés dans le **Chapitre 2**.

Nous proposons aussi l'insertion de l'épanouissement d'aimant « K_p ». En effet, nous avons intérêt à analyser directement l'impact de la « quantité d'aimant » par rapport aux solutions actionneurs peu et fortement défluxées. Nous avons de plus opté pour considérer l'entrefer équivalent « g » comme variable d'entrée pour avoir un regard direct sur les tendances des éléments qui constituent ce paramètre (l'épaisseur « s » de la frette de maintien des aimants + l'entrefer mécanique « δ ») et les couplages vis-à-vis de l'évolution de pertes dans l'actionneur ainsi que des contraintes d'optimisation présentées dans la **section 3.2.4**.

Du point de vue d'une conception mécanique robuste, garantissant un fonctionnement adéquat dans la gamme des hautes vitesses, nous ne pouvons pas avoir des actionneurs trop « longs ». Cela nous impose de considérer une contrainte mécanique « naturelle » de flèche. Le but est d'éviter que les actionneurs dimensionnés atteignent la fréquence du premier mode de flexion. Nous imposons les actionneurs les plus longs avec « $l_r = 1.25D_S$ », « D_S » étant le diamètre d'alésage : ce dernier point fixe les limites du paramètre de conception « $x_4 = R_{rl}$ ».

Les hautes vitesses de rotation mécanique tendent aussi à guider le dimensionnement vers des fréquences électriques élevées. C'est pourquoi nous constatons une faible variation du nombre de paires de pôles. En effet, une valeur supérieure à « $p = 3$ » posera des problèmes de faisabilité de la commande. Cette problématique sera explicitée dans le **Chapitre 4**.

Parmi les variables considérées, le nombre de paire de pôles « p » et le nombre d'encoches par pôle et par phase « N_{ep} » sont des variables discrètes. Le traitement de ces variables s'effectue via la **fonction partie entière** $[x]$ comme indiqué au **Chapitre 1**.

3.2.2 Problématique particulière liée à la détermination du rayon d'alésage

Le chapitre précédent a permis de modéliser les différentes facettes de l'actionneur HSPMSM sur le plan géométrique, magnétique, électrique et thermique, en considérant de plus le positionnement dans le plan couple vitesse et le calcul de pertes au cours de la mission.

Pour coupler ces différents aspects et les intégrer dans le processus d'optimisation, il faut définir le vecteur des paramètres à optimiser, permettant de procéder à l'ensemble du dimensionnement, à savoir l'établissement des contraintes et objectifs du problème via différents calculs intermédiaires. En termes de « causalité » de calcul, il existe donc un « point de départ » constitué du vecteur de paramètres d'optimisation auquel s'ajoute différentes données fixées par hypothèses. Vis-à-vis de ce point de départ, il existe un point spécifique qui consiste à la détermination du rayon d'alésage « r_S », celui-ci étant extrait de l'expression du couple électromagnétique « C_{em} » (équation (2-70) du **Chapitre 2**), grandeur essentielle du dimensionnement de l'actionneur : nous présentons ici cette problématique particulière qui constitue un « préalable initiatique » au dimensionnement.

La figure Fig. 3-2 illustre la procédure de détermination des dimensions géométriques de l'actionneur, détaillée par la suite.

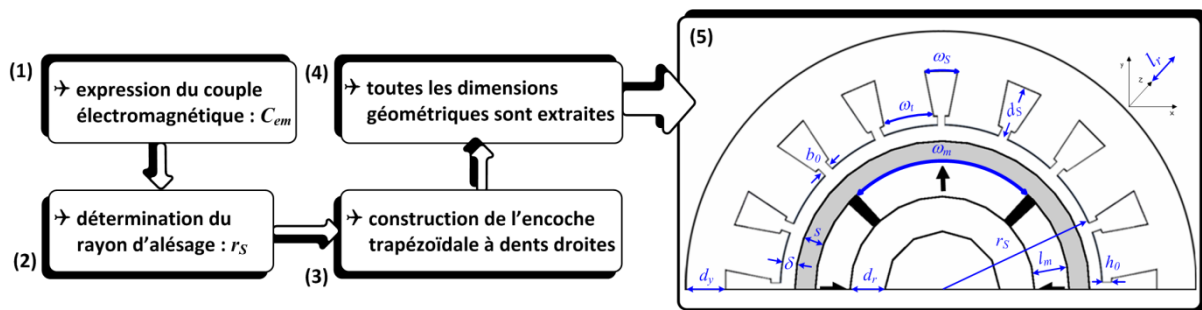


Fig. 3-2 : Démarche de dimensionnement géométrique de l'actionneur HSPMSM

Le dimensionnement géométrique est fait au point de base de l'actionneur, défini par la vitesse et le couple de base, appelés « N_{bp} » [tr/min] et « T_{bp} » [N.m], respectivement. Pour pouvoir extraire le rayon d'alésage, deux rapports sont introduits :

$$R_{dr} = \frac{d_S}{r_S} \quad (\text{rapport profondeur d'encoche sur rayon d'alésage}) \quad (3-2)$$

$$R_{rl} = \frac{r_S}{l_r} \quad (\text{rapport rayon d'alésage sur longueur active du paquet de tôles}) \quad (3-3)$$

Ces rapports ont initialement été proposés dans le travail de [REG03]. Dans ce même travail, l'auteur a considéré une géométrie d'encoches rectangulaires extraite de [SLE92]. Autrement dit, la surface d'encoche totale « S_{enc} » a tout simplement été définie par le produit « $\omega_S \cdot d_S$ ».

L'autre hypothèse importante dans ces travaux a été de dire que la largeur de dent est égale à largeur du fond d'encoche « $\omega_t = \omega_S$ ». Ces hypothèses en [REG03] lui ont permis, au point de base, de trouver l'équation simplifiée du rayon d'alésage comme étant :

$$r_S = \left(\frac{R_{rl}}{\pi \cdot R_{dr} \cdot K_r \cdot K_{b(1)}} \cdot \frac{T_{bp}}{B_{1g} \cdot J_S} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (3-4)$$

Nous retrouvons cette même démarche dans d'autres travaux [GAS04, ABD07, BEL10, TRA10]. Dans notre cas, la surface d'encoche étant trapézoïdale, la formulation précédente peut engendrer des erreurs de plus de 20 % comparée à l'équation du couple électromagnétique présentée dans le chapitre précédent (3-5) :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_{VIDE} \cdot I_S \cdot \cos(\Psi) \quad (3-5)$$

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_S^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot J_S \cdot \frac{S_{enc}}{\tau_{enc}} \cdot K_r \cdot K_{b(1)} \cdot \cos(\Psi) \quad (3-6)$$

Les deux équations (3-5) et (3-6) du couple électromagnétique doivent être identiques ou très proches. En effet, la première est utilisée dans l'algorithme de pilotage repérant les points de la mission de vol sur le plan couple-vitesse de l'actionneur, tandis que la seconde, à angle de défluxage nul « $\Psi = 0$ » définit la position du couple de base. Si la correspondance n'est pas correcte ou satisfaisante, le comportement en mode défluxage est mal caractérisé.

Pour corriger ce problème géométrique, tout en gardant la simplicité de la détermination du rayon d'alésage par l'équation (3-4), nous avons mis en place une procédure de correction du rayon d'alésage cherchant la correspondance entre les surfaces rectangulaire et trapézoïdale.

☑ Etape 1 : calcul du premier rayon d'alésage « r_{S_1} »

Le premier rayon est calculé avec les hypothèses de [SLE92]. Autrement dit, une encoche rectangulaire de surface « $S_{enc}^R = \omega_S \cdot d_S$ », le stator ayant « $\omega_t = \omega_S$ ».

$$r_{S_1} = \left(\frac{R_{rl}}{\pi \cdot R_{dr} \cdot K_r \cdot K_{b(1)}} \cdot \frac{T_{bp}}{B_{1g} \cdot J_S} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (3-7)$$

Avec « r_{S_1} », en utilisant l'équation de la surface d'encoche trapézoïdale présentée dans le chapitre précédent, nous calculons la première surface d'encoche trapézoïdale « $S_{enc_1}^T$ ». Le rapport de surfaces « $S_{enc_1}^T / S_{enc}^R$ » peut être élevé. Ce qui montre que « $S_{enc_1}^T > S_{enc}^R$ ». Autrement dit, à ce stade nous avons une **surestimation** du rayon d'alésage et de la surface trapézoïdale d'encoche.

Pour que nous puissions retrouver le bon couple avec la nouvelle surface « $S_{enc_1}^T$ », il faudrait ajuster la densité de courant du point de base :

$$C_{em} = 2 \cdot \pi \cdot r_{S_1}^2 \cdot l_r \cdot B_{1g} \cdot J_S^{AJUSTEE} \cdot \frac{S_{enc_1}^T}{\tau_{enc}(r_{S_1})} \cdot K_r \cdot K_{b(1)} \quad (3-8)$$

$$J_S^{AJUSTEE} = J_S \cdot \frac{S_{enc}^R}{S_{enc_1}^T} \quad (3-9)$$

Cependant, la correction de la densité de courant n'est pas la solution que nous envisageons. En effet, « J_S » représente une donnée (pour une solution d'actionneur connue) que nous ne souhaitons pas modifier au cours du dimensionnement de l'actionneur.

☑ Etape 2 : calcul du second rayon d'alésage « r_{S_2} »

Le deuxième rayon est calculé sans aucune des hypothèses du cas précédent. Dans ce calcul, nous nous servons de la surface trapézoïdale « $S_{enc_1}^T$ » calculée précédemment.

$$r_{S_2} = \sqrt{\frac{R_{rl}}{N_{enc} \cdot K_r \cdot K_{b(1)}} \cdot \frac{T_{bp}}{S_{enc_1}^T \cdot B_{1g} \cdot J_S}} \quad (3-10)$$

A ce stade, vu que « $S_{enc_1}^T$ » a été surestimée, nous avons une **sous-estimation** du rayon d'alésage. Donc, la surface trapézoïdale « $S_{enc_2}^T$ » calculée avec le rayon « r_{S_2} » sera plus petite qu'en réalité. Pour que nous puissions retrouver le bon couple avec ce deuxième calcul du rayon d'alésage, il faudrait se servir de la surface « $S_{enc_1}^T$ » :

$$C_{em} = \frac{r_{S_2}^2}{R_{rl}} \cdot B_{1g} \cdot J_S \cdot S_{enc_1}^T \cdot K_r \cdot K_{b(1)} \cdot N_{enc} \quad (3-11)$$

☑ Etape 3 : choix du rayon d'alésage « r_S »

L'intérêt des deux étapes précédentes repose sur le fait que les hypothèses de départ ne sont pas nécessaires. Autrement dit, on peut distinguer les variables « ω_i » et « ω_S » et ne plus considérer la surface d'encoche comme étant rectangulaire. Pour maintenir la densité de courant du point de base « J_S » et prendre en compte les effets de surestimation et sous-estimation cités, le rayon d'alésage « r_S » choisi sera finalement donné par la moyenne arithmétique des rayons « r_{S_1} » et « r_{S_2} » :

$$r_S = \frac{r_{S_1} + r_{S_2}}{2} \quad (3-12)$$

La méthode a été validée sur plusieurs actionneurs existants connus. Les valeurs de « r_S » et « S_{enc} » trouvées et appliquées à l'équation (3-6) ont été très proches des valeurs réelles connues et les couples de base recalculés à moins de 2 % d'erreur. L'**Annexe I** présente les résultats du modèle géométrie et des paramètres électriques et magnétiques comparés à l'actionneur de référence « MSP 70 kW » de Liebherr Aerospace Toulouse.

3.2.3 Critères d'optimisation « $F(\mathbf{X})$ » de la boucle actionneur

L'optimisation bi-critère est caractérisée par les minimisations de la masse et des pertes moyennes de l'actionneur : « $M_{ACTIONNEUR}$ » et « $\langle P_{ACTIONNEUR} \rangle$ » respectivement.

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = [F_1(\mathbf{X}) \ F_2(\mathbf{X})] \quad (3-13)$$

☑ **critère « $F_1(\mathbf{X})$ » : minimisation de la masse totale de l'actionneur HSPMSM**

Les trois différentes parties de l'actionneur (ou critères partiels de masse) étant présentées dans le chapitre précédent, la masse totale considérée pour l'optimisation est donc définie par :

$$F_1(\mathbf{X}) = \min[M_{ACTIONNEUR}(\mathbf{X})] = \min[M_{STATOR}(\mathbf{X}) + M_{CUIVRE}(\mathbf{X}) + M_{ROTOR}(\mathbf{X})] \quad (3-14)$$

Le tableau Tab.3-2 spécifie les composants de chaque partie présentée.

STATOR :	
→ culasse	M_{CS}
→ dents	M_{DENTS}
TOTAL	M_{STATOR}

CUIVRE :	
→ dans les encoches	M_{CUIVRE_ENC}
→ des têtes de bobines	M_{TETES_BOB}
TOTAL	M_{CUIVRE}

ROTOR :	
→ culasse	M_{CR}
→ aimants	$M_{AIMANTS}$
→ frette	M_{FRETTE}
→ intercalaires	M_{INTERC}
TOTAL	M_{ROTOR}

Tab.3-2 : Répartition de l'ensemble des masses de l'actionneur HSPMSM

Dans l'ensemble des masses considérées pour la minimisation du critère « $F_1(\mathbf{X})$ », la masse de la boîte à eau n'est pas prise en compte. Toutefois, nous faisons l'hypothèse que tous les actionneurs dimensionnés sont entourés par la même boîte à eau d'épaisseur « l_{wj} ».

☑ **critère « $F_2(\mathbf{X})$ » : minimisation des pertes moyennes de l'actionneur HSPMSM sur l'ensemble des points de la mission de vol**

Les quatre différents types de pertes considérées (ou critères partiels de pertes) étant présentées dans le chapitre précédent, les pertes totales calculées par point de la mission de vol sont rappelées :

$$P_{ACTIONNEUR}(i, \mathbf{X}) = P_{STATOR}(i, \mathbf{X}) + P_{ENTREFER}(i, \mathbf{X}) + P_{ROTOR}(i, \mathbf{X}) \quad (3-15)$$

où l'indice « i » représente le i -ème point de la mission de vol. Le tableau Tab.3-3 spécifie les pertes dans les différentes parties de l'actionneur.

STATOR :	
→ Joule	P_J
→ fer	P_{FER}
TOTAL	P_{STATOR}

✓ hystérésis	P_{HYST}
✓ classiques	P_{CLAS}
✓ excédentaires	P_{EXC}

ENTREFER :	
→ aérodynamiques	P_{AERO}

ROTOR :	
→ aimants	$P_{AIMANTS}$

Tab.3-3 : Répartition de l'ensemble des pertes de l'actionneur HSPMSM

Le calcul des pertes moyennes de l'actionneur est réalisé de la manière suivante :

$$\langle P_{ACTIONNEUR}(\mathbf{X}) \rangle = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} \delta_{Eq}(i) \cdot P_{ACTIONNEUR}(i, \mathbf{X}) \quad (3-16)$$

où « $k_{MISSION}$ » représente le nombre total de points de la mission de vol équivalente « $k_{MISSION} = 23$ » et « δ_{Eq} » désigne l'occurrence statistique (en %) de chaque point de mission, fonction de la phase de vol et des conditions climatiques extérieures (cf. **Chapitre 1**).

Le critère de réduction des pertes moyennes est donc défini :

$$F_2(\mathbf{X}) = \min[< P_{ACTIONNEUR}(\mathbf{X}) >] \tag{3-17}$$

$$F_2(\mathbf{X}) = \min[< P_{STATOR}(\mathbf{X}) > + < P_{ENTREFER}(\mathbf{X}) > + < P_{ROTOR}(\mathbf{X}) >]$$

3.2.4 Contraintes d'optimisation « G(X) » de la boucle actionneur

Le tableau Tab.3-4 présente l'ensemble des contraintes considérées dans le problème d'optimisation de la boucle de l'actionneur HSPMSM « $N_{cont} = 11$ ». Avant de décrire chaque contrainte « j » ($j=1, \dots, N_{cont}$), il est important de préciser qu'on utilise des contraintes sous forme d'inégalité et qu'une contrainte est respectée dans les cas où celle-ci est inférieure ou égale à zéro.

$$g_j(\mathbf{X}) \leq 0 \tag{3-18}$$

Nous considérons deux niveaux de dimensionnement (cf. Fig. 3-1) afin de réduire le temps de calcul lors du processus d'optimisation. Le « Niveau 1 d'optimisation » correspond à l'étape de pré-dimensionnement de l'actionneur. Cette étape appelée « pré-simulation » [REG03, TRA10] définit la faisabilité mécanique et magnétique de l'actionneur.

Dans un second temps, nous accédons au « Niveau 2 d'optimisation » correspondant à l'étape de post-dimensionnement de l'actionneur. A ce niveau, appelé « post-simulation », nous allons vérifier si l'actionneur dimensionné est capable de parcourir la mission de vol.

Ces différentes étapes nous permettent de réduire le coût de calcul, dans le sens où les contraintes de Niveau 2 ne sont calculées que si les contraintes de Niveau 1 sont respectées. Lorsqu'une des contraintes « pré-simulation » est violée, nous pénalisons les contraintes « post-simulation » en attribuant la valeur de pénalisation maximale, soit l'infini $+\infty$.

$$\mathbf{G}(\mathbf{X}) = [g_1(\mathbf{X}) \ g_2(\mathbf{X}) \ g_3(\mathbf{X}) \ g_4(\mathbf{X}) \ g_5(\mathbf{X}) \ g_6(\mathbf{X}) \ g_7(\mathbf{X}) \ g_8(\mathbf{X}) \ g_9(\mathbf{X}) \ g_{10}(\mathbf{X}) \ g_{11}(\mathbf{X})] \tag{3-19}$$

contrainte $g(\mathbf{X})$ associée		Pré simulation	Post simulation
$g_1(\mathbf{X})$	entrefer mécanique minimal		
$g_2(\mathbf{X})$	épaisseur minimale de frette		
$g_3(\mathbf{X})$	épaisseur maximale de frette		
$g_4(\mathbf{X})$	nombre minimal de conducteurs par encoche		
$g_5(\mathbf{X})$	nombre maximal de conducteurs par encoche		
$g_6(\mathbf{X})$	chute maximale d'induction dans l'entrefer		
$g_7(\mathbf{X})$	faisabilité du point de la mission		
$g_8(\mathbf{X})$	température du bobinage		
$g_9(\mathbf{X})$	température de la culasse statorique		
$g_{10}(\mathbf{X})$	température des aimants		
$g_{11}(\mathbf{X})$	démagnétisation des aimants		

Tab.3-4 : Présentation du vecteur $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ des contraintes de l'actionneur HSPMSM

3.2.4.1 Contraintes de pré-dimensionnement de l'actionneur HSPMSM

☑ **Contrainte « $g_1(\mathbf{X})$ » sur la valeur minimale de l'entrefer mécanique**

Cette contrainte consiste à vérifier que nous avons un entrefer mécanique « δ » minimal pour éviter d'avoir une épaisseur de frette « s » plus épaisse ou de même valeur que l'entrefer équivalent « g ». Pour ce faire, nous avons défini une valeur minimale d'entrefer mécanique « $\delta_{MIN} = 0.5 \text{ mm}$ ».

$$g_1(\mathbf{X}) = s + \delta_{MIN} - g \leq 0 \quad (3-20)$$

☑ **contraintes « $g_2(\mathbf{X})$ » sur la valeur minimale de l'épaisseur de frette de maintien**

La valeur minimale est celle de la borne inférieure du matériau en titane « $s_{TITANE}^{MIN} = 1 \text{ mm}$ ».

$$g_2(\mathbf{X}) = s_{TITANE}^{MIN} - s \leq 0 \quad (3-21)$$

☑ **contraintes « $g_3(\mathbf{X})$ » sur la valeur maximale de l'épaisseur de frette de maintien**

La valeur maximale est celle de la borne supérieure du matériau en carbone « $s_{CARBONE}^{MAX} = 5 \text{ mm}$ ».

$$g_3(\mathbf{X}) = s - s_{CARBONE}^{MAX} \leq 0 \quad (3-22)$$

☑ **contrainte « $g_4(\mathbf{X})$ » sur le nombre minimal de conducteurs par encoche**

La valeur minimale de conducteurs dans une encoche est donnée par « $N_{ce}^{MIN} = 1$ ».

$$g_4(\mathbf{X}) = N_{ce}^{MIN} - N_{ce} \leq 0 \quad (3-23)$$

☑ **contrainte « $g_5(\mathbf{X})$ » sur le nombre maximal de conducteurs par encoche**

En définissant une surface minimale de fil de cuivre « $S_{CU}^{MIN} = 0.5 \text{ mm}^2$ » et la surface de cuivre « S_{CU} » présentée dans le **Chapitre 2**, la contrainte est définie par :

$$g_5(\mathbf{X}) = N_{ce} - \frac{S_{CU}}{S_{CU}^{MIN}} \leq 0 \quad (3-24)$$

☑ **contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » sur la chute maximale autorisée de l'induction dans l'entrefer**

La présence de la frette de maintien des aimants joue un rôle majeur de protection et de tenue des aimants en haute vitesse. Par contre, son insertion peut engendrer un entrefer équivalent « g » non négligeable (d'environ 10 %) face au rayon d'alésage « r_s ». Vis-à-vis des performances magnétiques, un grand entrefer équivalent implique une chute de l'induction « B_{1g} » dans l'entrefer dans la direction radiale. Autrement dit, entre le rayon externe de l'aimant et le rayon d'alésage, la valeur de l'induction dans l'entrefer est affaiblie pour des grands entrefers.

L'équation (3-25) donne le ratio entre les valeurs de « B_{1g} » et ces rayons. Ce ratio représente le pourcentage actif de la densité de flux arrivant au niveau de l'alésage. Il faut préciser que la déduction de cette équation considère un actionneur « *slotless* » (sans encoches) [MIL96].

$$b_{B_{1g}} = \frac{2 \cdot \left(\frac{R_m^{EXT}}{r_S} \right)^{(p+1)}}{1 + \left(\frac{R_m^{EXT}}{r_S} \right)^{2 \cdot p}} \quad (3-25)$$

Pour assurer un comportement magnétique satisfaisant de l'actionneur, nous avons défini une valeur maximale d'affaiblissement de l'induction dans l'entrefer de 25 %, soit « $b_{B_{1g}}^{MIN} = 0.75$ ».

$$g_6(\mathbf{X}) = b_{B_{1g}}^{MIN} - b_{B_{1g}} \leq 0 \quad (3-26)$$

3.2.4.2 Contraintes de post-dimensionnement de l'actionneur HSPMSM

Les contraintes de post-dimensionnement sont évaluées sur l'ensemble des points de la mission, soit un total de « $k_{MISSION} = 23$ » points. Par contre, le vecteur « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » avec les « $N_{cont} = 11$ » contraintes ne renvoie à l'optimiseur qu'une valeur par contrainte pour chaque individu « \mathbf{X} ».

Il faut préciser l'évaluation des contraintes de post-dimensionnement : nous attribuons zéro quand l'*i*-ème point de la mission vol respecte la *j*-ème contrainte évaluée. Dans le cas contraire, nous gardons la valeur calculée de la contrainte.

$$g_j(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{ si la contrainte est respectée.} \\ g_j(i, \mathbf{X}) & , \text{ si la contrainte est violée.} \end{cases} \quad (3-27)$$

Ainsi, après évaluation des tous les « $k_{MISSION}$ » points, la valeur attribuée à la contrainte est donnée par la somme totale (cf. équation (3-28)) de manière à ce que la contrainte soit respectée ou violée comme présenté en (3-29).

$$g_j(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_j(i, \mathbf{X}) \quad (3-28)$$

$$g_j(\mathbf{X}) \begin{cases} = 0 & , \text{ la contrainte est respectée} \\ > 0 & , \text{ la contrainte est violée (sur un point de mission au moins)} \end{cases} \quad (3-29)$$

contrainte « $g_7(\mathbf{X})$ » sur la faisabilité des points de la mission de vol

Cette contrainte positionne chaque point de la mission de vol dans le plan couple-vitesse d'un actionneur dimensionné. A ce niveau, nous gérons les différents fonctionnements de l'actionneur : commande à Couple par Ampère maximum, commande en mode défluxé, fonctionnement en surcouple, etc (**Chapitre 2, section 2.3.6**). Pour chaque point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_7(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{ commande à Couple par Ampère maximum} \\ 0 & , \text{ commande par défluxage} \\ 1 & , \text{ point non-atteignable} \end{cases} \quad (3-30)$$

La contrainte « $g_7(\mathbf{X})$ » est donc définie :

$$g_7(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_7(i, \mathbf{X}) \quad (3-31)$$

Nous soulignons que nous n'imposons pas de valeur de courant maximal dans l'actionneur. Nous laissons la possibilité de fonctionnement en surcouple de l'actionneur. En contrepartie, la limitation du courant est faite via la contrainte thermique « $g_8(\mathbf{X})$ » présentée ci-après.

☑ **contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » sur la température maximale du bobinage statorique**

L'isolant étant de classe C (cf. **Chapitre 2**), la température maximale est « $T_{isolant}^{MAX} = 220 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_8(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{REF} + \Delta\theta(i) - T_{isolant}^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (3-32)$$

où « $\Delta\theta$ » représente l'écart entre les températures du bobinage (considéré au point le plus chaud) et de l'eau en régime établi du i -ème point de la mission de vol.

$$\Delta\theta(i) = T_{CUIVRE}(i) - T_{REF} \quad (3-33)$$

La contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_8(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_8(i, \mathbf{X}) \quad (3-34)$$

☑ **contrainte « $g_9(\mathbf{X})$ » sur la température maximale de la culasse statorique**

La valeur maximale de température acceptée est « $T_{CULASSE}^{MAX} = 180 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_9(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{CULASSE}(i) - T_{CULASSE}^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (3-35)$$

La contrainte « $g_9(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_9(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_9(i, \mathbf{X}) \quad (3-36)$$

☑ **contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » sur la température maximale des aimants permanents**

La valeur maximale de température acceptée est « $T_{AIMANTS}^{MAX} = 250 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_{10}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{AIMANTS}(i) - T_{AIMANTS}^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (3-37)$$

La contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_{10}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_{10}(i, \mathbf{X}) \quad (3-38)$$

☑ **contrainte « $g_{11}(\mathbf{X})$ » sur la démagnétisation des aimants permanents**

Notre démarche de dimensionnement intègre le fonctionnement en survitesse, nous devons examiner l'effet du courant négatif d'axe « d » sur la démagnétisation des aimants de l'actionneur.

Le chapitre précédent a présenté en détail les effets nocifs que le défluxage peut engendrer et aboutir à une démagnétisation irréversible des aimants. Cette démagnétisation est le résultat du déplacement du point de fonctionnement de l'aimant vers la gauche de la courbe « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ ». En plus de l'effet issu d'une réluctance élevée, ce déplacement est le résultat de l'interaction entre l'induction magnétique de réaction de l'induit « B_{IND} » (3-39) [MIL96] et de l'induction des aimants « B_m ». Nous considérons « B_m » comme étant la valeur crête de l'induction à vide des aimants (3-40).

$$B_{IND}(i) = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\mu_0}{(l_m/\mu_r + g)} \cdot \frac{I_{qPMV}(i)}{\cos[\Psi(i)]} \cdot \frac{N_S}{(2.p)} \quad (3-39)$$

$$B_m = \sqrt{2} \cdot B_{1g} \quad (3-40)$$

où « μ_0 », « μ_r » sont les perméabilités magnétique de l'air et relative de l'aimant respectivement ; « Ψ » est l'angle de défluxage et « N_S » est le nombre de spires en série par phase distribuées sinusoidalement.

Pour assurer le point de fonctionnement, l'induction magnétique en charge « B_{CHARGE} » à laquelle est soumise l'aimant et qui résulte de l'intersection entre la droite de charge et sa caractéristique « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » doit être supérieure au seuil de démagnétisation appelé « B_{DEMAG} ». Comme présenté dans le **Chapitre 2**, notre dimensionnement de l'aimant se fait à une température de 200 °C. Par contre, la température des aimants varie quand l'actionneur va parcourir l'ensemble des points de la mission de vol. Par conséquent, le seuil « B_{DEMAG} » varie lui aussi en fonction du niveau de température auquel l'aimant est soumis. Le Tab.3-5 présente les différents seuils considérés. Ce tableau a été construit à partir de données du constructeur [RECOMA].

$T_{AIMANTS}$ [°C]	< 100	∈[100, 150[∈[150, 200[∈[200, 250[∈[250, 275[∈[275, 300[≥ 300
B_{DEMAG} [T]	-0.2	0	0.2	0.25	0.3	0.4	0.45

Tab.3-5 : Présentation du vecteur « \mathbf{X} » des variables de conception de l'actionneur HSPMSM

Par point de la mission de vol, la contrainte de démagnétisation est donc définie par :

$$g_{11}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{seuil de démagnétisation respecté} \\ B_{DEMAG}(T_{AIMANTS}) - B_{CHARGE}(i) & , \text{seuil de démagnétisation franchi} \end{cases} \quad (3-41)$$

$$B_{CHARGE}(i) = B_m - B_{IND}(i) \quad (3-42)$$

La contrainte « $g_{11}(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_{11}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_{11}(i, \mathbf{X}) \quad (3-43)$$

3.2.5 Réglage utilisé de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

Le Tab.1-8 présente les réglages propres à la boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM.

Notation	Description	Valeur
n	nombre de paramètres	11
N_{cont}	nombre de contraintes	11
N_{gene}	nombre de générations	500
N_{tests}	nombre d'exécutions	11
p_m	taux de mutation du vecteur « \mathbf{X} »	1/ 11

Tab.3-6 : Boucle locale actionneur HSPMSM : paramètres de réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II utilisés

Pour les onze « runs » d'optimisation effectués par l'algorithme d'optimisation NSGA-II, le temps de calcul par exécution est inférieur à 30 min, et ceci pour les « $k_{MISSION} = 23$ » points de la mission de vol. La figure Fig. 3-3 présente le synoptique détaillé de la boucle locale de conception par optimisation de l'actionneur HSPMSM. Par la suite, nous détaillerons nos premiers résultats d'optimisation ainsi qu'une analyse de l'intégration de la mission de vol.

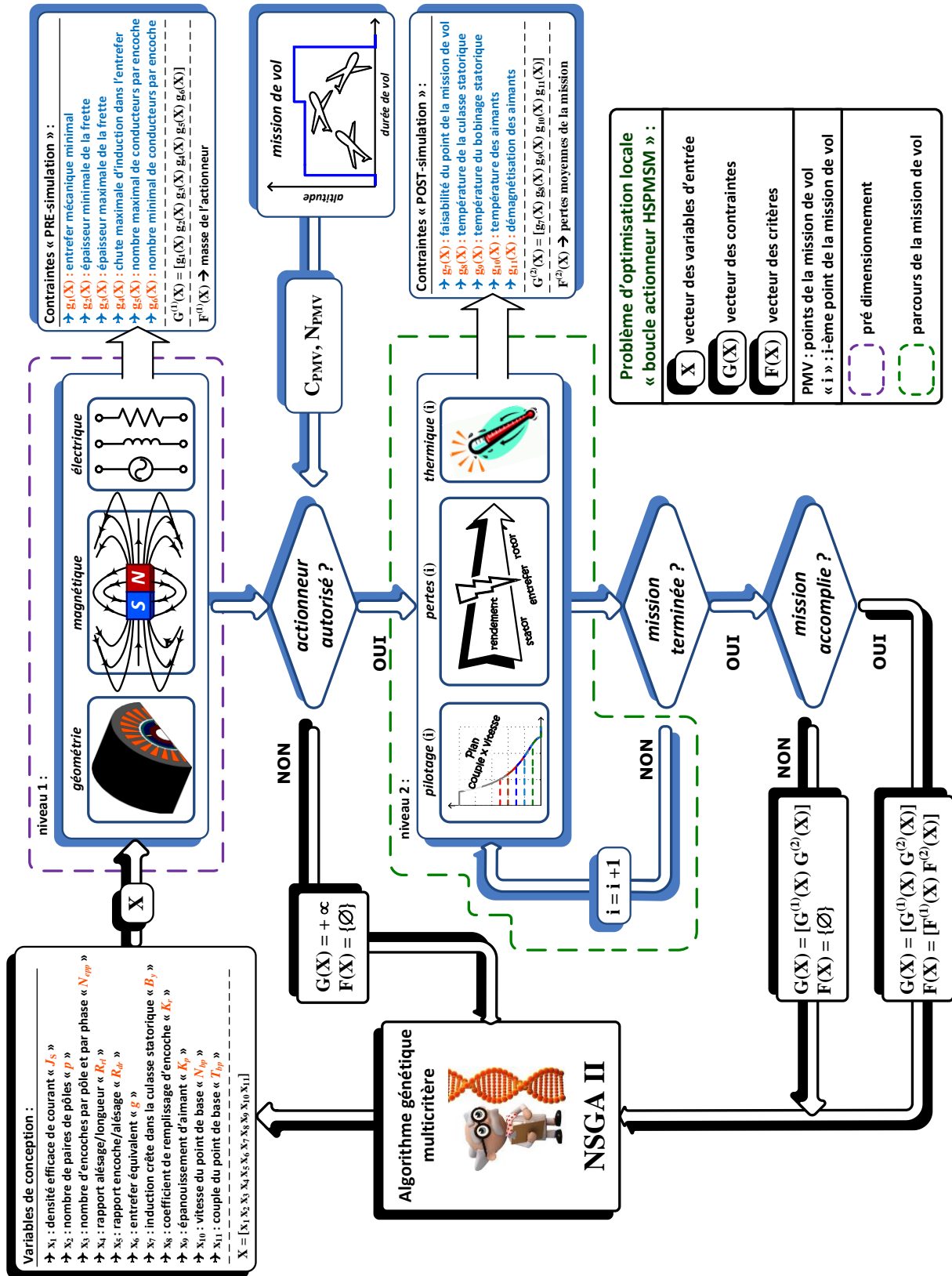


Fig. 3-3 : Schéma de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM

3.3 Intégration de la mission de vol

Parmi les caractéristiques inhérentes à l'approche systémique, l'intégration de la finalité (profil de mission) au sein même du processus de conception est un facteur essentiel vis-à-vis de la pertinence des solutions proposées. Ainsi, ce paragraphe a pour but de caractériser l'influence de l'intégration de la mission de vol dans l'optimisation de l'actionneur HSPMSM et son couplage aux paramètres d'entrée : le cas d'une optimisation sur un point unique de dimensionnement (approche classiquement adoptée en conception) est pris comme référence afin de quantifier les gains potentiellement atteignables via une prise en compte plus complète et pertinente de la mission, tant en termes de niveaux qu'en taux d'occurrences.

3.3.1 Dimensionnement sur un point de dimensionnement

Ce cas de figure concerne une conception classique ne considérant qu'un point de dimensionnement. Le **point dimensionnant** souvent choisi est celui de puissance maximale (à 70 kW). Cependant, parmi les points de la mission de vol, il faut d'emblée souligner que ce point à fort couple et à haute vitesse est, dans notre application, de très faible occurrence comme nous l'avons indiqué au **Chapitre 1**.

Un comparatif avec la solution de référence « MSP 70 kW » est présenté dans le plan des objectif (masse et pertes totales de l'actionneur. La figure Fig. 3-4 illustre deux approches d'optimisation différentes : la courbe en violet est obtenue en imposant le point de base de la solution de référence dite « MSP 70kW », tandis que le point de base a été libéré lors de l'optimisation pour ce qui est de la courbe en bleu.

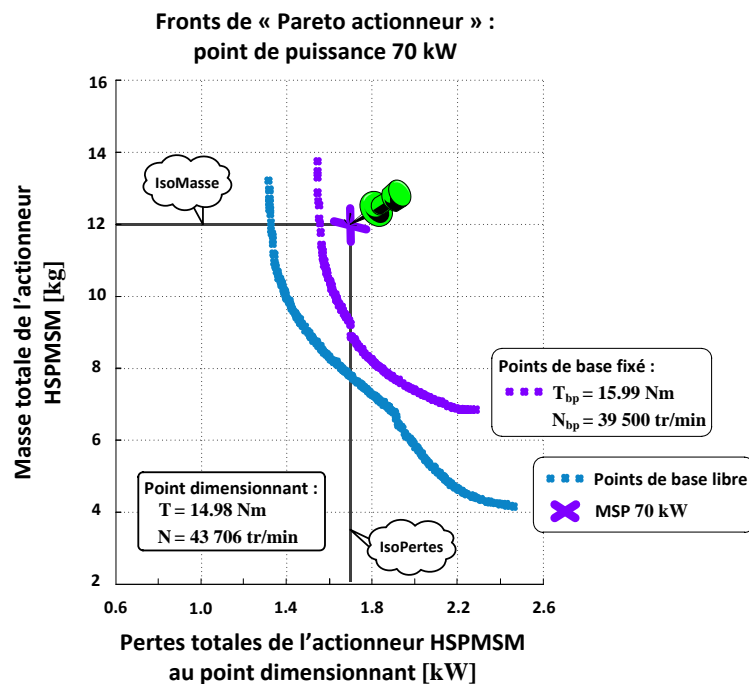


Fig. 3-4 : Fronts de Pareto sur un point de puissance unique maximale ; comparatif avec la MSP 70kW

Ces fronts de Pareto montrent une réduction significative atteignable en termes de pertes et de masse par rapport à la solution de référence. Le fait de laisser libre le point de base en cours d'optimisation permet aussi d'atteindre des zones plus performantes dans le plan des objectifs.

Le tableau Tab.3-7 résume les gains de masse et pertes dans les points à iso-Masse et à iso-Efficacité énergétique de la solution « MSP 70 kW ».

POINT DIMENSIONNANT : [14.98 Nm ; 43706 tr/min]	Gain de pertes à IsoMasse	Gain de masse à IsoPertes
CAS 1 : Point de base fixé	~ 8 %	~ 23 %
CAS 2 : Point de base libéré	~ 20 %	~ 35 %

Tab.3-7 : Gains de masse et pertes comparés à la solution de référence « MSP 70 kW »

3.3.2 Dimensionnement pour la mission de vol

Afin de présenter l'influence de l'intégration de la mission de vol, donc la prise en compte des différents points de fonctionnement pondérés par leurs occurrences statistiques, nous présentons plusieurs cas de figure.

3.3.2.1 Dimensionnement à points de base imposés

La figure Fig. 3-5 présente différentes familles de solutions. La conception de chaque famille d'actionneurs diffère selon le point de base imposé. Divers points de base sont choisis pour effectuer le dimensionnement de l'actionneur en considérant tous les points de la mission de vol équivalente.

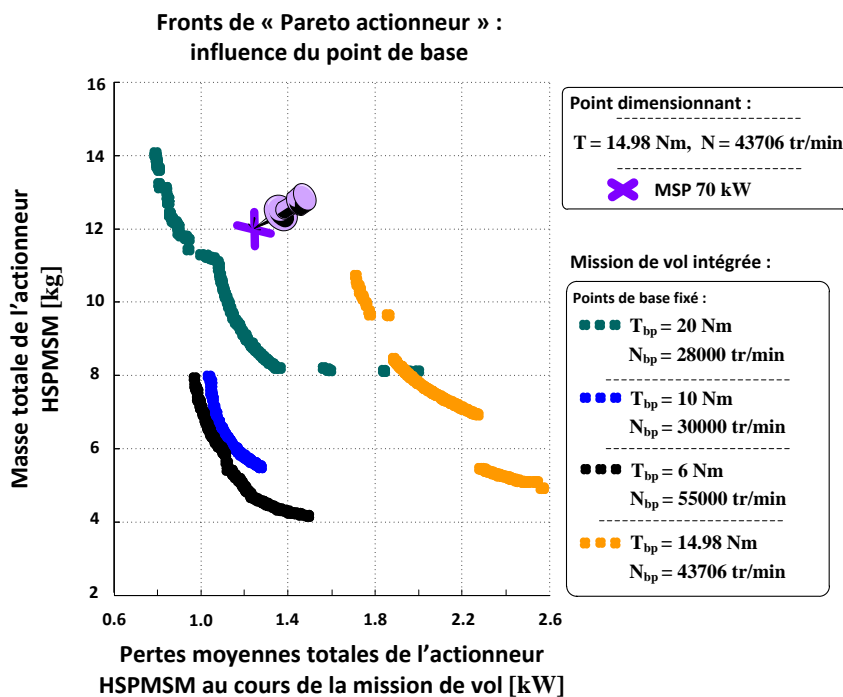


Fig. 3-5 : Influence du point de base sur le dimensionnement de l'actionneur

Le choix du point de base impacte directement sur la masse et les pertes de l'actionneur. Nous observons qu'une chute du couple de base « T_{bp} » suivie d'une augmentation de la vitesse de

base « N_{bp} » peut clairement améliorer les résultats vis-à-vis de critères observés : le front de Pareto noir, à couple de base minimum domine en effet les autres fronts.

Le choix du point de base limite la masse minimale de l'actionneur et définit aussi la stratégie de pilotage de l'actionneur. Par exemple l'actionneur ayant le point de base exactement sur le point de puissance maximale [14.98 Nm ; 43706 tr/min] atteint tous les points de la mission de vol avec une stratégie à Couple par Ampère maximum. Parmi les autres solutions à différents points de base :

→ [20 Nm ; 28000 tr/min] ; → [10 Nm ; 28000 tr/min] ; → [6 Nm ; 55000 tr/min] ;

il existe des actionneurs exploitant le fonctionnement en mode de défluxage sur certains des points de la mission de vol, notamment le point de puissance maximale. Nous soulignons donc que laisser le point de base de l'actionneur comme un paramètre libre lors de la conception est susceptible d'offrir des solutions intéressantes vis-à-vis de la réduction de critères de masse et des pertes moyennes.

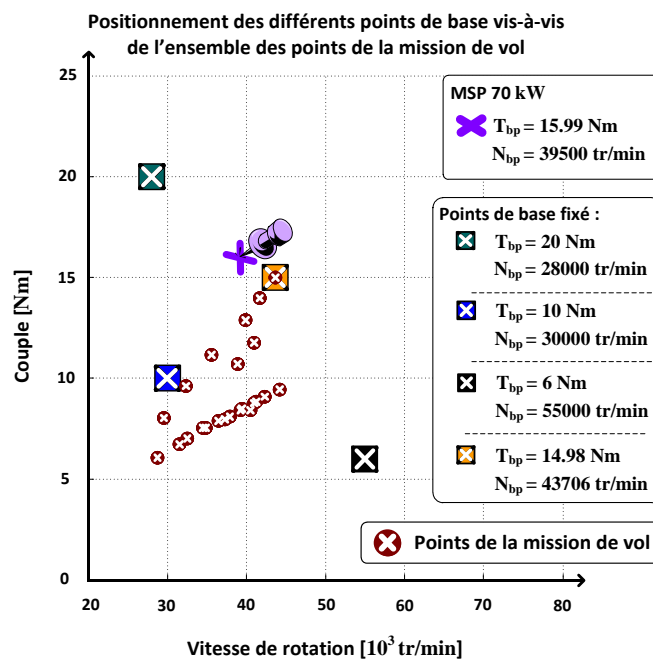


Fig. 3-6 : Positionnement des différents points de base sur le plan couple – vitesse

La Fig. 3-6 présente le positionnement des points de base par rapport aux points de la mission. Comparé à la solution de référence « MSP 70 kW », le choix du point de base peut apporter une réduction significative en termes de pertes moyennes.

3.3.2.2 Dimensionnement à point de base libre

La figure Fig. 3-7 présente les résultats obtenus tant sur un point dimensionnant que sur la mission de vol dans le plan des critères d'optimisation. La courbe en bleu, reprise de la **section 3.3.1** représente le dimensionnement effectué à point de base libre, mais en ne considérant que le point de puissance maximale comme point dimensionnant.

La courbe orange caractérise le front de Pareto représentant la « famille » d'actionneurs dimensionnés avec **l'intégration de tous les points de la mission et avec le point de base libre** : toute chose égale par ailleurs, ce plan illustre le gain atteignable via la prise en compte de la mission de vol, plutôt qu'en raisonnant sur un point (sur) dimensionnant, critique en puissance.

Ce dernier représente le front de Pareto optimal tel qu'obtenu avec notre boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM. Ce résultat sera détaillé plus loin dans la **section 3.5**.

Nous présentons aussi sur la figure les niveaux de pertes de la solution de référence « MSP 70 kW » selon qu'on considère le point unique à puissance maximale ou les pertes moyennes obtenues par ces mêmes solutions de référence, mais en raisonnant sur la mission complète.

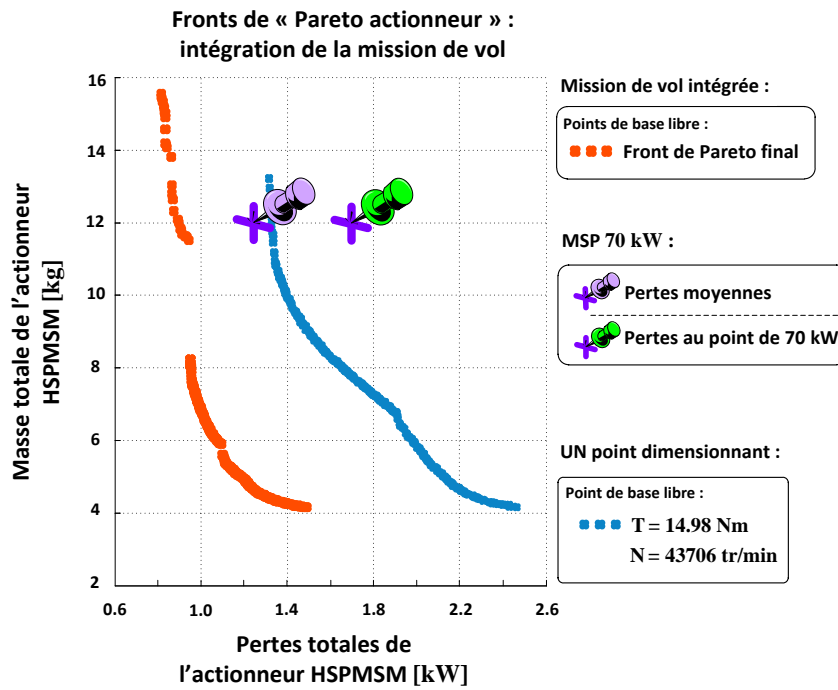


Fig. 3-7 : Plan de Pareto obtenu, avec point de base libre sur un point particulier « dimensionnant » (bleu) et avec prise en compte de la mission de vol (orange)

Dans le cas des pertes moyennes considérées, le tableau Tab.3-8 résume, pour ces deux fronts, les gains de masse et de pertes pour les points à Iso-Masse et à Iso-Efficacité énergétique vis-à-vis de la solution « MSP 70 kW ». Les résultats montrent que la libération du point de base et l'insertion de la mission de vol lors de la conception de l'actionneur sont des facteurs importants à prendre en compte. Les gains au niveau des critères envisagés justifient la stratégie de dimensionnement adoptée.

COMPARAISON AVEC LA « MSP 70 kW »	Gain de pertes à IsoMasse	Gain de masse à IsoPertes
CAS 1 : un point dimensionnant [14.98 Nm ; 43706 tr/min]	~ 20 %	~ 35 %
CAS 2 : Intégration de la mission de vol équivalente	~ 28 %	~ 58 %

Tab.3-8 : Gains de masse et de pertes suite l'intégration de la mission comparés à la solution de référence « MSP 70 kW »

3.3.2.3 Différents cas de prise en compte de la mission de vol

L'intégration de la mission de vol s'avère donc intéressante lors de la conception de l'actionneur. Une solution, à « mission dégradée », est proposée et illustrée sur la figure Fig. 3-8. Cette solution est comparée au front optimal de référence obtenu précédemment.

Imaginons maintenant que les trois points les plus contraignants de la mission (cf. **Chapitre 1**), auxquels sont attribués les plus faibles occurrences, puissent être éliminés ou

transformés en des points de plus faible couple, donc à une « dégradation de la mission ». Dans ce cas, la courbe en noir montre de combien nous pourrions encore améliorer les solutions, ce qui revient à qualifier « ce que pèse les trois points de forte puissance mais de faible occurrence ».

Ce sujet représente un thème d'étude très intéressant, montrant sans doute l'impact de la mission de vol sur la recherche des solutions dominantes du problème d'optimisation : un retour sur la mission, suite à l'analyse des solutions est un cas devenu classique facilité par ce type d'approche de conception intégrée par optimisation.

Nous pourrions ainsi, via un dialogue interdisciplinaire (mécaniciens, électriciens, thermodynamiciens, etc.), notamment avec les spécialistes du système d'air et de l'ambiance cabine, analyser par une « ingénierie véritablement concourante » si une mission modifiée, légèrement dégradée pourrait être acceptable en termes de confort passagers, ceci tout en offrant des gains de masse et de pertes potentiellement substantiels. Une telle démarche s'oppose en effet à une vision « mécaniste », séparée par domaine, parfois synonyme d'accumulation de coefficients de sécurité (marges) et de sur dimensionnement : malgré tout l'intérêt potentiel de cette démarche, nous n'avons pas été en mesure de la traiter dans le cadre de cette thèse.

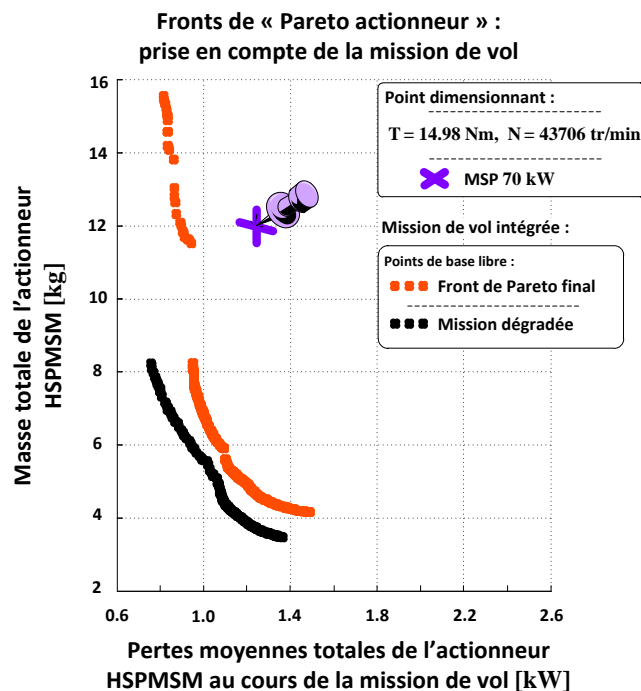


Fig. 3-8 : Plan des critères de la mission complète et de la mission dégradée sans les trois points de forte puissance mais de plus faible occurrence

Nous précisons ici que le dimensionnement de l'actionneur pour la mission de vol ne considère pas le point de base dans l'analyse des contraintes du problème. Le point de base, n'étant pas forcément atteint au cours de la mission, ne contribue pas au calcul du critère de pertes moyennes. D'autre part, la vérification de « l'atteignabilité » du point de base dans les contraintes peut être très dimensionnant.

Par exemple, pour des actionneurs ayant un couple de base élevé (forts courants) et de faibles vitesses de base, favorisant donc le fonctionnement de régime de défluxage, les pertes Joule peuvent être élevées pénalisant donc le circuit thermique. Au contraire, pour une vitesse de base élevée, le point de base aura de plus grandes pertes fer et aérodynamiques. Nous ne considérons donc ici que les points de la mission de vol dans le calcul des contraintes du problème.

3.4 Impact de la convection thermique stator sur la masse et les pertes de l'actionneur HSPMSM

Afin de caractériser l'effet du type de refroidissement et de vérifier les tendances du modèle de dimensionnement des actionneurs HSPMSM, différentes valeurs du coefficient de convection thermique ont été considérées. Le tableau Tab.3-9 (cf. **Annexe G**) rappelle les différents intervalles de ce coefficient en fonction du type de fluide de refroidissement. Nous faisons figurer dans ce tableau les modes classiques de refroidissement à air et à eau en convection naturelle et forcée.

fluide	TYPE DE CONVECTION	
	Libre	Forcée
air	$h_{AIR} \in [5; 25]$	$h_{AIR} \in [100; 500]$
eau	$h_{EAU} \in [100; 900]$	$h_{EAU} \in [100; 15000]$

Tab.3-9 : Ordre de grandeur du coefficient d'échange par convection pour fluide air et eau en $W/(m^2.K)$

La figure Fig. 3-9 présente différents fronts de Pareto du modèle actionneur développé. Les familles d'actionneurs présentés ont été dimensionnées pour un point dimensionnant de couple de 20 Nm et de vitesse de rotation de 55 000 tr/min. Ce point étant aussi le point base.

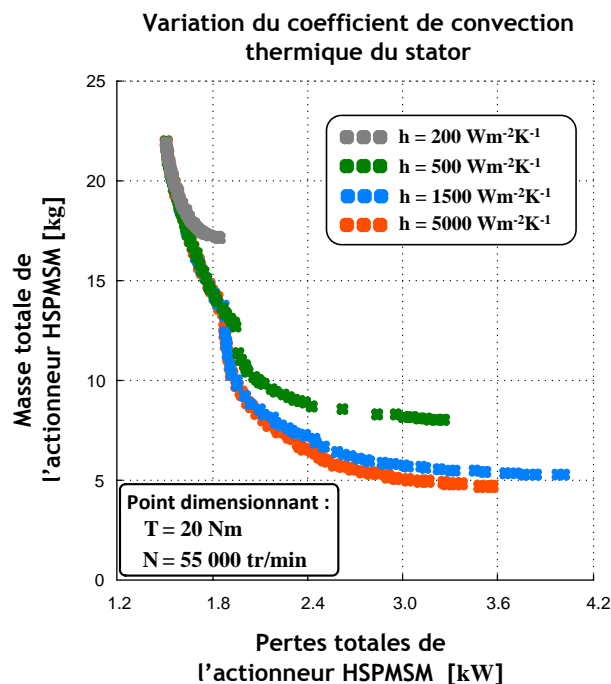


Fig. 3-9 : Influence du coefficient de convection thermique de l'actionneur HSPMSM

Les courbes présentées montrent qu'un refroidissement à air reste contraignant, surtout vis-à-vis de la réduction de la masse de l'actionneur. Elles montrent aussi les différentes tendances d'optimisation et mettent clairement en évidence le choix d'utilisation du modèle de la boîte à eau décrit dans le **Chapitre 2 (section 2.3.8)**.

D'autre part, les tendances présentées du modèle développé restent cohérentes aux en vue d'un dimensionnement d'actionneur adapté pour la haute vitesse.

3.5 Analyse du front « Pareto actionneur »

Le modèle de dimensionnement de l'actionneur étant décrit dans le **Chapitre 2** et le réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II présenté dans la **section 3.2.5**, nous analysons les principaux résultats de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM.

Il faut préciser ici que l'ambition de ce travail n'est pas d'optimiser très précisément les actionneurs HSPMSM les plus adaptés aux ECS électriques de nouvelle génération. En effet, de nombreux compléments à cette thèse, tant sur le plan technologique que structurel, et l'expertise incontournable de l'équipementier constitueraient un prolongement nécessaire. Notre objectif est davantage d'élaborer une méthodologie, de contribuer à mettre en place une base de modèles et de fixer les principales tendances en termes de dimensionnement, tendances que l'approche de conception par optimisation vue comme outil d'analyse *a posteriori* nous offre. Cette approche permet en effet de mieux comprendre les multiples couplages paramètres – contraintes – critères dont peuvent parfois passer inaperçus au cours d'un dimensionnement classique.

Cette section illustre ainsi ce caractère de complexité majeur dû aux couplages et à l'hétérogénéité du problème à caractère géométrique, électrique, magnétique, thermique (lié aux pertes) et fonctionnel (pilotage). Les tendances que la CIO nous présente sont en premier lieu évaluées à partir de l'analyse du front appelé « Pareto actionneur ». Pour conserver un caractère synthétique au discours principal, nous avons choisi de compléter cette section par des résultats complémentaires concernant l'évolution sur le front des « critères partiels », des contraintes et des paramètres principaux, que le lecteur trouvera dans l'**Annexe J**.

3.5.1 Front optimal de l'actionneur HSPMSM

La figure Fig. 3-10 présente le front optimal de l'actionneur HSPMSM. Il représente l'ensemble des solutions non-dominées après « $N_{tests} = 11$ » exécutions de l'algorithme NSGA-II. La figure place aussi la solution de référence connue « MSP 70 kW ». Les gains en termes de masse et de pertes moyennes lors de l'intégration de la mission de vol ont été présentés dans la **section 3.3.2.2**, Tab.3-8. Le front est caractérisé par une variation d'un rapport d'environ 2 pour le critère de pertes moyennes et d'un rapport d'environ 4 pour le critère des masses. Le plan est divisé en 4 secteurs. Leur caractéristiques ainsi que l'origine de la discontinuité inter-secteur, seront décrites.

3.5.1.1 Analyse des différents secteurs du front « Pareto actionneur »

Le comportement des différents actionneurs vis-à-vis de la stratégie de pilotage utilisée définit les 4 secteurs cités précédemment (cf. Fig. 3-10). Nous reviendrons sur les caractéristiques de chaque secteur dans la **section 3.5.4**. Le tableau Tab.1-1 présente les intervalles des pertes moyennes et des masses du plan « Pareto actionneur », ainsi que le mode de pilotage par secteur.

Secteur ↻	①	②	③	④
$\Delta\langle P_{ACTIONNEUR} \rangle$ [kW]	∈[0.81, 0.94]	∈[0.95, 1.09]	∈[1.10, 1.20]	∈[1.20, 1.49]
$\Delta M_{ACTIONNEUR}$ [kg]	∈[11.5, 15.6]	∈[5.9, 8.2]	∈[4.9, 5.6]	∈[4.2, 4.9]
Pilotage des actionneurs	défluxé	surcouple	surcouple et défluxé	surcouple

Tab.3-10 : Répartition des pertes et des masses et mode de pilotage par secteur du front « Pareto actionneur »

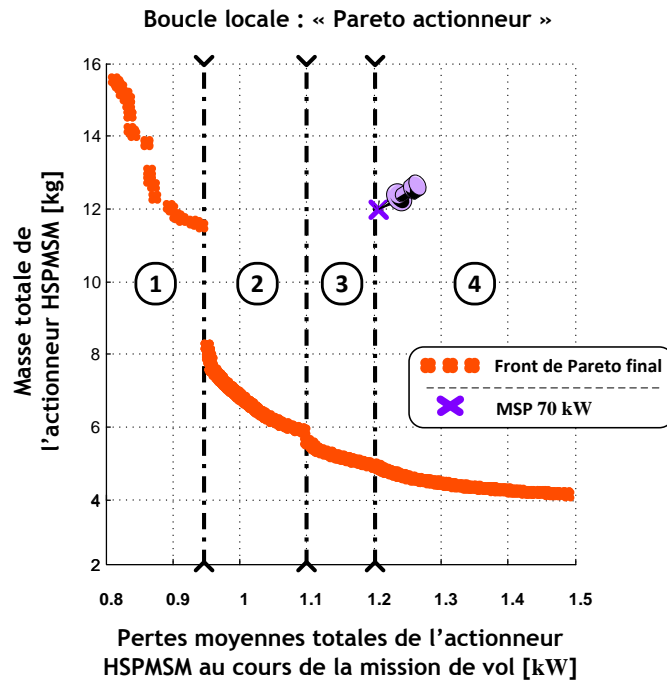


Fig. 3-10 : « Pareto actionneur » résultat des 11 exécutions de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

3.5.1.2 Répartition des critères partiels

La figure Fig. 3-11 présente la répartition des différents critères partiels. La figure Fig. 3-11a montre que les pertes moyennes par effet Joule, aérodynamiques et dans les aimants restent globalement constantes par secteur, contrairement aux pertes fer moyennes qui, outre le fait qu'elles dominent les autres natures de pertes, sont globalement croissantes par secteur. Ce résultat important met en évidence la prééminence des pertes fer de l'actionneur dans le contexte de la haute vitesse. Les fréquences électriques étant élevées, la recherche de la réduction de masse mène à des valeurs d'induction magnétiques importantes au niveau des tôles statoriques (cf. [Annexe J](#)).

Ce dernier facteur représente la principale cause d'augmentation des pertes fer, cause sur laquelle nous reviendrons dans [section 3.5.4](#).

Le tableau Tab.3-11 résume les valeurs minimales et maximales des pertes moyennes considérées individuellement sur le front « Pareto actionneur » ainsi que leurs variations relatives. Nous observons une variation relative importante d'environ 77 % des pertes fer moyennes.

Les actionneurs du secteur 1 fonctionnent en régime défluxé sur plusieurs points de la mission de vol. La réduction du flux d'entrefer conduit à des pertes fer moyennes inférieures comparées aux actionneurs d'autres secteurs. Le tableau Tab.3-11 présente aussi les niveaux de pertes de la solution de référence « MSP 70 kW ».

Le maintien à un niveau quasi constant, par secteur, des pertes Joule moyennes est synonyme de niveaux de courants moyens similaires au sein des actionneurs. Concernant les pertes moyennes aérodynamiques, les faibles variations révèlent une géométrie du rotor ayant de faibles écarts du rayon externe « $r_s - \delta$ ». Les pertes moyennes dans les aimants restent faibles comparées aux autres. Ceci tient en partie au fait que les points de plus fort couple, dans lesquels ces pertes sont les plus fortes, sont les points de plus faibles occurrence.

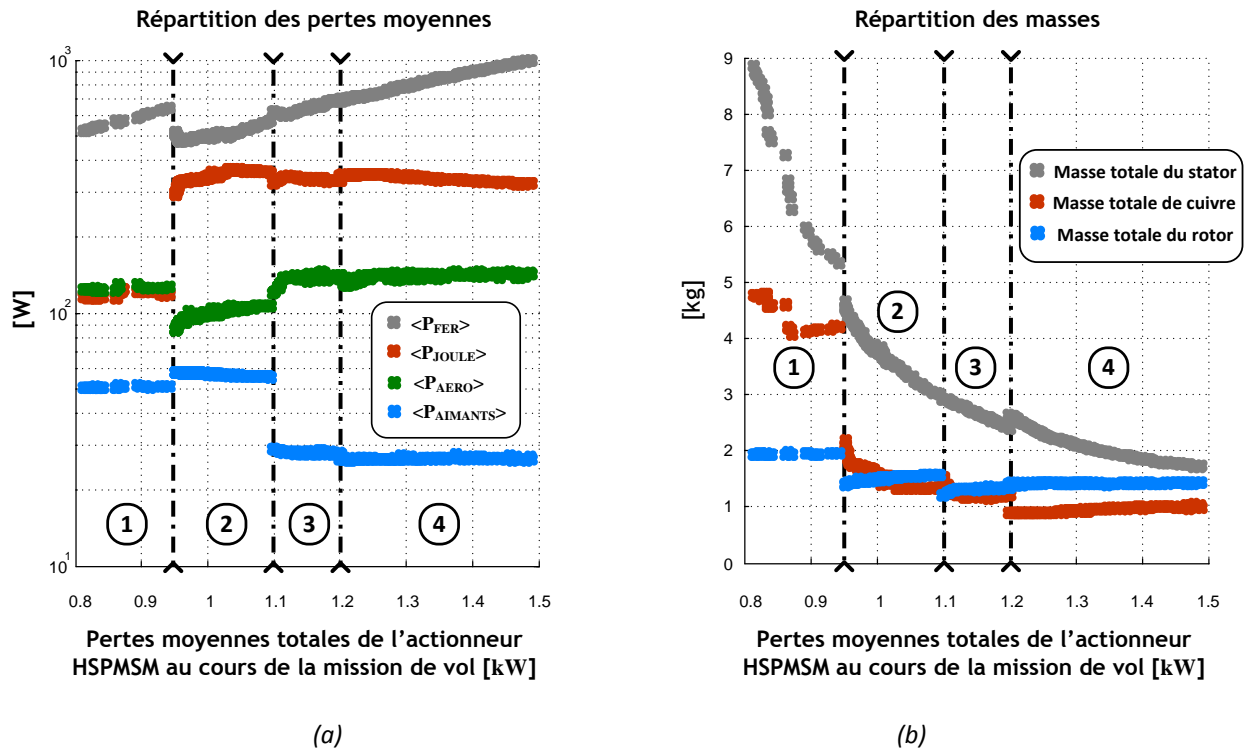


Fig. 3-11 : Répartition des critères partiels d'optimisation : (a) pertes moyennes ; (b) masses

Pertes moyennes	Notation	Variation des pertes moyennes du front « Pareto actionneur »			MSP 70 kW
		Pertes minimales	Pertes maximales	Variation relative	
PERTES MOYENNES DU STATOR					
Joule	$\langle P_J \rangle$ [W]	114	371	38 %	128
fer	$\langle P_{FER} \rangle$ [W]	476	997	77 %	904
PERTES MOYENNES DE L'ENTREFER					
aérodynamiques	$\langle P_{AERO} \rangle$ [W]	85	146	9 %	149
PERTES MOYENNES DU ROTOR					
Aimants	$\langle P_{AIMANTS} \rangle$ [W]	26	58	5 %	46
PERTES MOYENNES TOTALES DE L'ACTIONNEUR HSPMSM [W]		~ 820	~ 1500		~ 1200

Tab.3-11 : Répartition des pertes différentes moyennes de l'actionneur sur le front « Pareto actionneur »

La variation relative est considérée comme étant la variation individuelle des pertes (Joule, aérodynamique, fer et dans les aimant) sur la variation totale des pertes du front.

En ce qui concerne le critère de masse, la figure Fig. 3-11b montre la prépondérance de la variation de masse du stator, globalement décroissante par secteur et qui suit la variation de masse totale. L'optimisation montre donc que la géométrie du stator est celle présentant les plus grands degrés de liberté. Ce résultat montre a contrario que le volume du rotor ne présente pas de grandes variations. Ceci constitue un point déjà identifié par l'expertise de LIEBHERR Aerospace Toulouse, permettant donc de vérifier la cohérence du modèle de dimensionnement développé.

Concernant la variation de masse totale de cuivre, celle ci est adaptée à la surface d'encoche pour la géométrie choisie du stator. D'une part, cette géométrie définit la masse de cuivre en fonction des longueurs des têtes de bobines et du paquet de tôles (cuivre dans les encoches). D'autre part, la masse de cuivre dépend aussi du nombre de spires insérées dans les encoches.

Le tableau Tab.3-12 résume les valeurs minimales et maximales des masses individuelles du front « Pareto actionneur ». Concernant les masses totales du stator, de cuivre et du rotor, nous indiquons leur variation relative sur la variation de la masse totale. La plus grande variation est attribuée à la masse du stator, avec une variation relative d'environ 63 %. La variation relative de la masse du rotor étant donc très faible, d'environ 2.5 %.

		Variation des masses des actionneurs sur le front « Pareto actionneur »			MSP 70 kW
Masses	Notation	Masse minimale	Masse maximale	Variation relative	
MASSE DU STATOR					
culasse	M_{CS} [kg]	0.91	4.95	-	-
dents	M_{DENTS} [kg]	0.81	3.91	-	-
TOTAL	M_{STATOR} [kg]	1.72	8.86	63 %	~ 7.00
MASSE DE CUIVRE					
dans les encoches	M_{CUIVRE_ENC} [kg]	0.51	1.85	-	-
des têtes de bobines	M_{TETES_BOB} [kg]	0.38	2.94	-	-
TOTAL	M_{CUIVRE} [kg]	0.90	4.80	34 %	~ 3.00
MASSE DU ROTOR					
culasse	M_{CR} [kg]	0.34	0.68	-	0.789
aimants	$M_{AIMANTS}$ [kg]	0.48	0.94	-	1.064
frette	M_{FRETTE} [kg]	0.26	0.34	-	0.166
intercalaires	M_{INTERC} [g]	31	59	-	-
TOTAL	M_{ROTOR} [kg]	1.71	2.00	2.5 %	~ 2.00
MASSE TOTALE DE L'ACTIONNEUR HSPMSM [kg]		~ 4.2	~ 15.6		~ 12

Tab.3-12 : Répartition des masses des différentes parties de l'actionneur sur le front « Pareto actionneur »

Deux aspects caractérisent la constance par secteur de la masse du rotor. L'optimisation cherche d'une part les plus faibles rayons d'alésage assurant les niveaux de couple demandés. D'autre part, les longueurs des actionneurs sont contraintes par la faisabilité mécanique (contraintes de flexion, caractérisées à la section suivante).

Le volume du rotor n'ayant pas beaucoup de degrés de libertés, en raison des contraintes thermiques sur les aimants et le bobinage, nous observons, dans les secteurs 2, 3 et 4, une augmentation de la masse du rotor. En effet, l'optimisation configure la géométrie du rotor à masse minimale la plus adaptée pour évacuer la chaleur du circuit thermique (voir **Annexe J**). Le tableau Tab.3-12 présente aussi les masses de la solution de référence connue « MSP 70 KW ».

3.5.2 Points les plus dimensionnants

Le tableau Tab.3-13 présente, parmi les 414 actionneurs HSPMSM du front optimal, la **variation des températures**, les secteurs sur lesquels ces températures sont atteintes et sur quel point de la mission de vol la valeur maximale de température est retrouvée.

Le point de mission thermiquement dimensionnant, tant pour les actionneurs du front que pour la solution de référence est le N° 11. Il s'agit du point de la mission de vol de puissance maximale (à 70 kW). L'écart notable de température des aimants entre les solutions du front et la solution de référence « MSP 70 KW » est relatif au type de frette de maintien utilisée.

La frette de maintien choisie par l'optimiseur est systématiquement en titane du fait de sa meilleure conductivité thermique. L'introduction de la solution de référence « MSP 70 KW » (frette en carbone) dans le modèle de dimensionnement développé, conduit à une température des aimants d'environ 345 °C.

		Températures maximales le long du front « Pareto actionneur »		MSP 70 kW	Point de mission à Temp max
Températures	Notation	Températures minimales	Températures maximales		
STATOR					
culasse	Max ($T_{CULASSE}$) [°C]	59 (secteur 1)	98 (secteur 4)	68	N° 11
bobinage	Max (T_{CUIVRE}) [°C]	111 (secteur 1)	220 (secteurs 3, 4)	116	N° 11
ROTOR					
aimants	Max ($T_{AIMANTS}$) [°C]	190 (secteur 4)	250 (secteurs 1, 2)	345	N° 11

Tab.3-13 : Variation des températures maximales sur tous les actionneurs du front « Pareto actionneur »

Le tableau Tab.3-14 présente, parmi tous les actionneurs HSPMSM du front optimal, la **variation des pertes locales**, les secteurs sur lesquels les extrema se trouvent et quel point de la mission de vol entraîne la valeur maximale des pertes considérées.

Les résultats ne montrent que deux points de mission dimensionnants pour l'actionneur de référence. Le point N° 11 (fort couple et grande vitesse) pour les pertes Joule et dans les aimants et le point N° 23 (de plus grande vitesse) pour les pertes fer et aérodynamiques.

Ces résultats mettent en évidence la démarche d'un dimensionnement intégrant la mission de vol. Le changement de certains points comparés avec ceux de la solution de référence, sont liés à la stratégie de pilotage adoptée.

Il faut préciser que plusieurs actionneurs du front fonctionnent en régime défluxé sur certains des points de la mission. Ce point sera examiné dans section suivante.

		Pertes maximales locales le long du front « Pareto actionneur »			MSP 70 kW	
Pertes	Notation	Pertes minimales	Pertes maximales	Point de mission	Pertes	Point de mission
STATOR						
Joule	Max (P_{JOULE}) [W]	470 (secteur 1)	1130 (secteur 2)	N° 11	0.4	N° 11
fer	Max (P_{FER}) [W]	570 (secteur 2)	1200 (secteur 4)	N° 23	1.1	N° 23
	✓ Max (P_{HYST}) [W]	218 (secteur 2)	536 (secteur 1)	N° 5	429	N° 23
	✓ Max (P_{CLAS}) [W]	207 (secteur 2)	511 (secteur 4)	N° 23	392	N° 23
	✓ Max (P_{EXC}) [W]	143 (secteur 2)	243 (secteur 1)	N° 5	262	N° 23
ENTREFER						
aérodynamiques	Max (P_{AERO}) [W]	120 (secteur 2)	204 (secteur 3)	N° 23	209	N° 23
ROTOR						
aimants	Max ($P_{AIMANTS}$) [W]	99 (secteur 4)	260 (secteur 1)	N° 11	175	N° 11

Tab.3-14 : Variation des pertes maximales sur tous les actionneurs du front « Pareto actionneur »

3.5.3 Grands entrefers mécaniques et actionneurs longs

Avant d’aller plus loin dans la présentation des résultats d’optimisation, nous citons deux aspects importants auxquels le concepteur est confronté lors de l’élaboration du modèle de dimensionnement. La figure Fig. 3-12 présente un exemple d’actionneur dimensionné tel à partir de premiers résultats d’optimisation. Il y avait deux aspects marquants : l’optimiseur cherchait quasi systématiquement des actionneurs longs à grands entrefers.

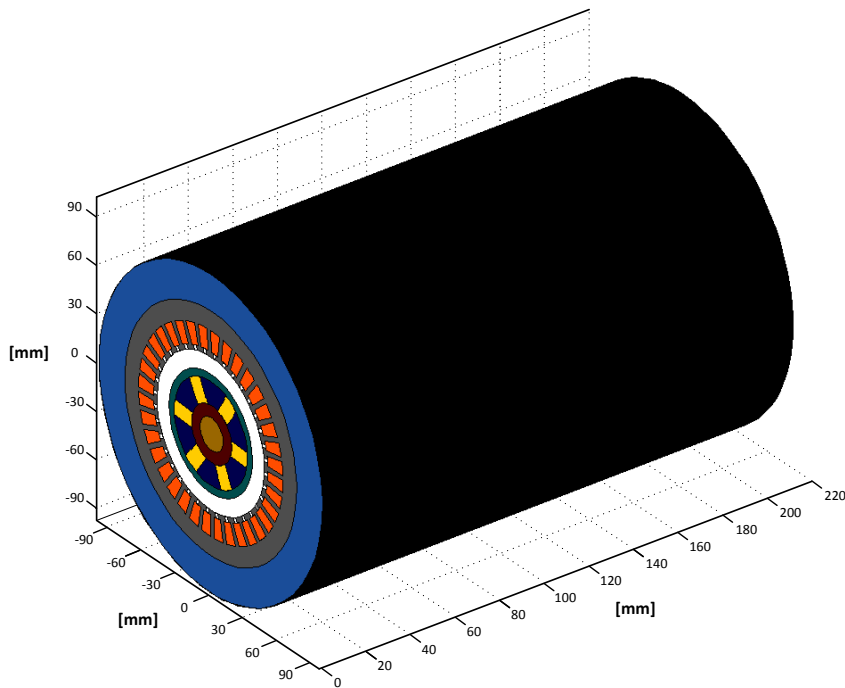


Fig. 3-12 : Exemple d’actionneur avec très gros entrefer mécanique et grande longueur du paquet de tôles

Pour comprendre cette tendance, nous avons fixé une géométrie de stator, à rayon d'alésage et surface d'encoche constants. Ensuite, nous avons tracé la **caractéristique à isocouple** en faisant varier l'épaisseur de l'entrefer équivalent « g », la longueur active « l_r » et l'amplitude en valeur efficace de l'induction magnétique dans l'entrefer « B_{1g} ».

L'idée de cette démarche est de limiter le volume où le rotor est confiné pour voir les combinaisons des paramètres considérés assurant un niveau de couple demandé donné. Dans un premier temps, oublions les fuites dans l'entrefer et les contraintes mécaniques associées à la faisabilité du rotor. La figure Fig. 3-13a présente la surface à isocouple électromagnétique choisie à « $C_{em} = 15 \text{ Nm}$ » d'un actionneur HSPMSM de rayon d'alésage « $r_s = 38 \text{ mm}$ ».

La figure Fig. 3-13a montre que la variation de l'induction dans l'entrefer est inversement proportionnelle à valeur d'entrefer. C'est un constat tout à fait classique compte tenu de l'augmentation de la réluctance du circuit magnétique. La valeur du couple est donc maintenue ici constante par la compensation du volume du rotor via l'augmentation de la longueur de l'actionneur.

D'autre part, la surface obtenue présente les variations possibles d'entrefer selon la longueur et l'induction. Si nous bornons les valeurs de « g », « l_r » et « B_{1g} » à des valeurs réalistes en termes de conception (zone en jaune, Fig. 3-13b), le concepteur a alors à effectuer un compromis entre sélection de l'aimant (niveaux d'induction dans l'entrefer) et faisabilité mécanique (niveaux de longueurs autorisées). Dans ce sens, un entrefer trop grand dégrade les performances magnétiques (fuites très élevées) et un actionneur trop long n'est pas envisageable mécaniquement pour les applications à haute vitesse (risque d'atteindre le premier mode de flexion).

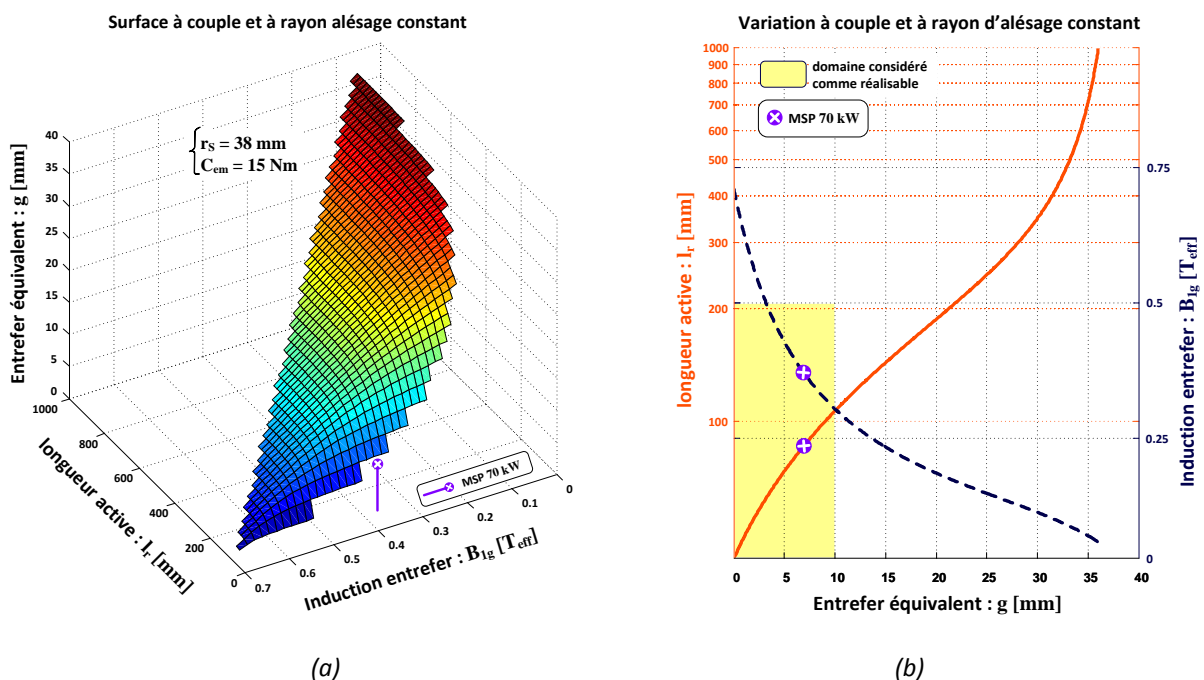


Fig. 3-13 : (a) Variation 3D de l'entrefer selon l'induction magnétique dans l'entrefer et la longueur de l'actionneur à couple constant ; (b) coupe 2D selon les variations d'entrefer équivalent

La figure Fig. 3-13b présente le plan 2D des variables traitées prenant en compte le domaine que nous considérons réalisable (rectangle en jaune).

Lors de premières optimisations, nous avons vérifié deux effets simultanés. Nous avons constaté que pour maximiser la surface d'échange en contact avec la boîte à eau et minimiser les résistances de conduction et de convection thermiques, il est intéressant d'augmenter le rayon d'alésage et la longueur de l'actionneur.

Par contre, les niveaux de couple et de densité de courant demandés pour le parcours de la mission de vol n'autorisant pas une grande variation du rayon d'alésage, l'augmentation en longueur est donc priorisée, jusqu'à atteindre la butée mécanique due à la flexion.

D'autre part, vis-à-vis des modèles de pertes utilisés, nous avons constaté qu'une augmentation de l'entrefer de 10 %, soit moins de 1 mm, peut réduire les pertes aérodynamiques et les pertes dans les aimants de plus de 20 %. Dans ce même contexte, il faut préciser que les variations des pertes Joule et fer sont inférieures à 3 %.

Les constats effectués au niveau des températures et des pertes montrent ainsi qu'il est intéressant de maximiser l'épaisseur de l'entrefer et la longueur de l'actionneur. Dans notre démarche, cela est possible vu que l'entrefer équivalent « g » est un paramètre d'entrée du problème et que la longueur « l_r » est retrouvée à partir de la variable d'entrée « R_{rl} » (rapport rayon sur longueur). Un autre point non décrit ici, concerne la variation de la vitesse pour garantir le niveau de puissance sur l'arbre.

Pour la même géométrie du stator, le type de bobinage et l'inductance synchrone étant des paramètres connus, l'augmentation de la longueur « l_r » de l'actionneur se fait dans la même proportion que la chute de l'induction « B_{1g} ». Ceci étant, à aimant donné, la valeur du flux à vide dans l'entrefer « Φ_{VIDE} » ne s'altère pas, donc la vitesse du point non plus.

Après avoir analysé ces différents couplages, nous en avons a posteriori tenu compte via le changement des bornes de la variable de conception « R_{rl} » et la mise en place de la contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » sur la chute maximale autorisée de l'induction dans l'entrefer.

☞ **NB** : ceci est un exemple typique parmi tant d'autres de rebouclage au sein du processus de conception, les analyses de résultats préliminaires remettant en cause la façon même de poser le problème d'optimisation (ici, par ajout de contraintes de domaine et de conception).

3.5.4 Tendances d'évolution du front et principales contraintes

Le tableau Tab.3-15 présente les valeurs minimale et maximale de l'espace décrivant les variables d'entrée le long des solutions du front « Pareto actionneur ». Dans un premier temps, le regard brut des variations relatives semble montrer que certains paramètres exploitent à 100 % le domaine disponible (« B_y », « N_{pp} » par exemple) tandis que d'autres présentent de très faibles voire aucune variation (« R_{rl} », « N_{ep} » par exemple).

Le tableau donne sans doute une idée de la plage des valeurs utilisées par l'optimisation. Nous concluons, par exemple, que l'épaisseur de la frette plus l'entrefer mécanique mène à de grandes valeurs de l'entrefer équivalent « g ». Les valeurs collées en borne inférieure de « R_{rl} » montrent que l'optimisation va chercher les actionneurs les plus longs possibles.

Par contre, ce résultat brut donne une idée très superficielle de l'influence des paramètres. Cela rend difficile la visualisation des couplages entre variables. De plus, cela n'explique pas la discontinuité présente dans le front.

La figure Fig. 3-14 présente l'évolution des variables de conception du modèle de l'actionneur HSPMSM. L'axe des abscisses étant le même (pertes moyennes totales), permet d'identifier le positionnement des toutes les variables du vecteur « \mathbf{X} » d'une solution donnée sur les différents secteurs cités précédemment appartenant au front de Pareto.

Variables d'entrée		Unité	Contraintes de domaine		Espace décrit sur le front		
OPTIMISATION	SYSTEME		X_{MIN}	X_{MAX}	x_{MIN}	x_{MAX}	$\Delta x/\Delta X$
x_1	J_S	[A _{RMS} /mm ²]	6	10	8.03	10	49 %
x_2	P	[na]	1	3	2	3	50 %
x_3	N_{epp}	[na]	1	3	2	2	0 %
x_4	R_{rl}	[na]	0.4	2	0.4	0.41	0.6 %
x_5	R_{dr}	[na]	0.3	1.5	0.32	0.88	47 %
x_6	g	[mm]	1	10	5.4	6.9	19 %
x_7	B_y	[T]	0.9	1.5	0.9	1.5	100 %
x_8	K_r	[na]	0.3	0.4	0.39	0.4	10 %
x_9	K_p	[na]	0.7	0.97	0.75	0.91	60 %
x_{10}	N_{bp}	[10 ³ tr/min]	28	55	28	55	100 %
x_{11}	T_{bp}	[N.m]	2	20	6	20	78 %

Tab.3-15 : Variation du vecteur « X » des variables de conception le long du front « Pareto actionneur »

Nous observons certains comportements complètement cachés par la lecture du tableau Tab.3-15, notamment les phénomènes de cassure de la vitesse du point de base « N_{bp} » et de l'induction dans la culasse « B_y », importants pour comprendre l'évolution du front « Pareto actionneur ». Dans ce qui suit, nous présenterons les principales caractéristiques des différents actionneurs le long du front. Par secteur, l'influence de la stratégie de pilotage sera soulignée.

En ce qui concerne les transitions entre secteurs, elles seront analysées via les couplages entre les variables de conception et les principales contraintes influentes.

Pour plus d'informations, le lecteur trouvera dans l'**Annexe J** une analyse plus approfondie sur l'évolution du front « Pareto actionneur ». Nous y indiquons les différentes caractéristiques du modèle actionneur : géométrie, circuit magnétique, etc.

De plus, les caractéristiques (tension, courant, facteur de puissance, température, pertes, etc.) des solutions du front, au cours de la mission de vol, sont aussi présentées via les valeurs maximale et minimale sur l'ensemble des points de la mission.

La figure Fig. 3-14 présente aussi le vecteur « X » équivalent des variables de conception de la solution de référence « MSP 70 KW ». Trois familles d'actionneurs peuvent être identifiées sur le front de Pareto, caractérisées par la stratégie de pilotage utilisée. La figure Fig. 3-15 illustre la stratégie utilisée pour atteindre le point de puissance maximale (70 kW).

Les solutions du secteur 1 du front sont les actionneurs avec les meilleurs rendements, les plus grands facteurs de puissance, les plus faibles niveaux de courant et les plus grands indices de modulation (cf. **Annexe J**). Le point de base, placé à faible vitesse « N_{bp} » et à fort couple « T_{bp} », favorise le fonctionnement en régime défluxé sur plusieurs points de la mission de vol. Les actionneurs de ce secteur ayant les plus grandes dimensions statoriques sont caractérisés par des résistances du circuit thermique du stator les plus petites afin de repousser les limites au plan thermique. Ces actionneurs ont les plus grands entrefers, ce qui permet d'avoir la surface d'échange la plus grande possible, favorisant l'échange thermique du rotor. Les grands entrefers permettent aussi d'atténuer les amplitudes des harmoniques de force contre-électromotrice influant directement sur les pertes dans les aimants.

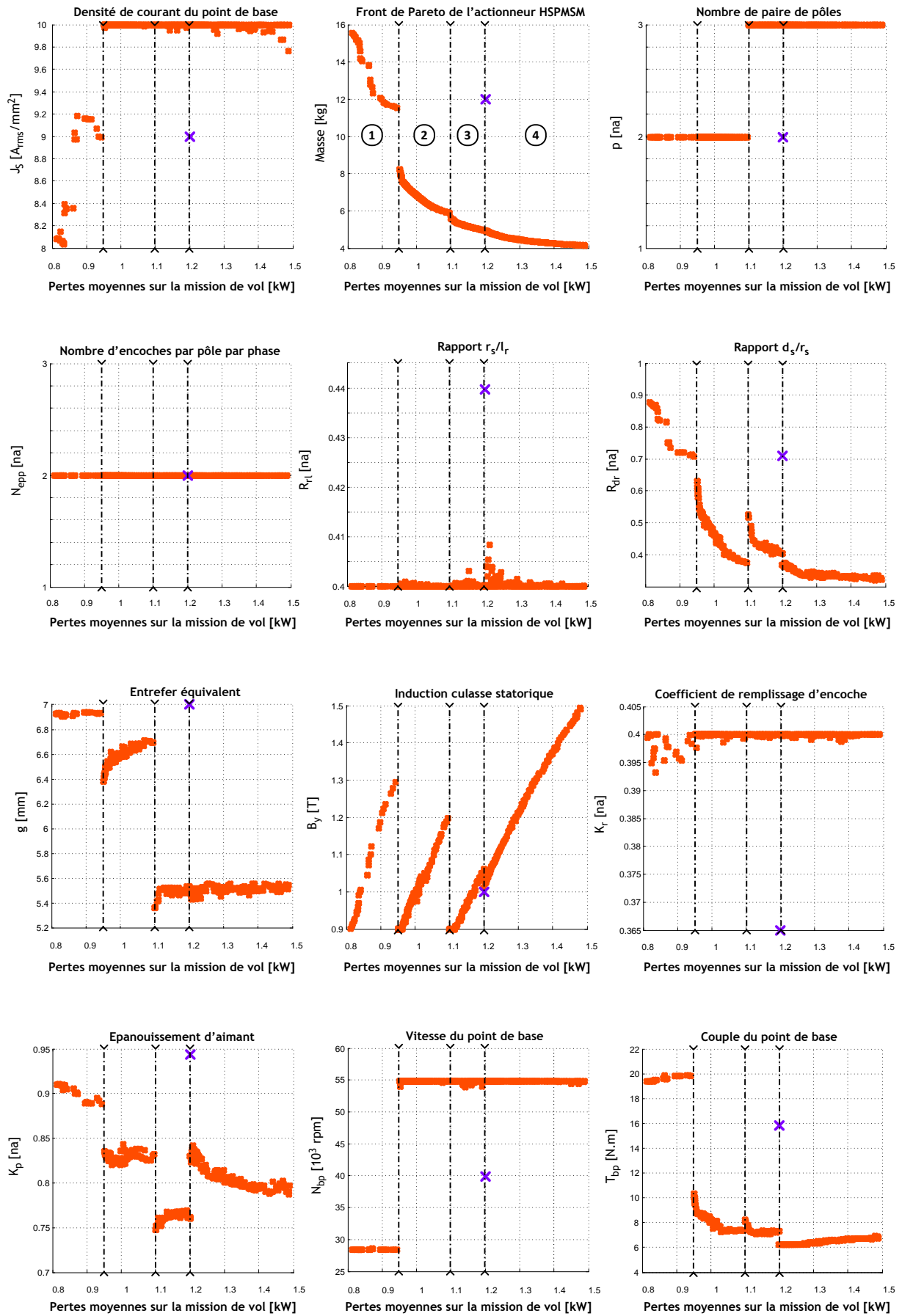


Fig. 3-14 : Evolution des variables de conception de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur HSPMSM

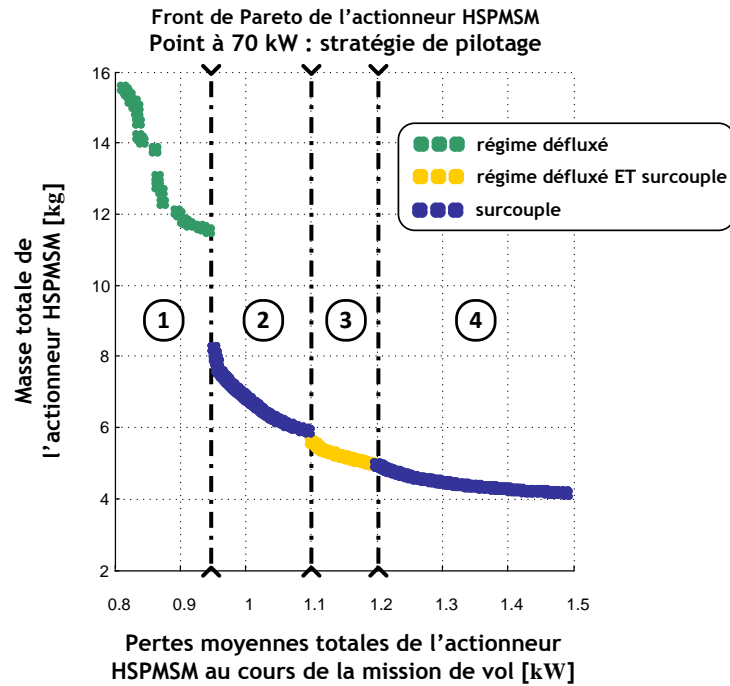


Fig. 3-15 : « Pareto actionneur » : différents secteurs selon le type de pilotage utilisé

La croissance des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ », couplée à l'augmentation de l'induction dans la culasse statorique « B_y » (0.9 à 1.3 T), conduit à une discontinuité du point de base caractérisant la transition du secteur 1 au secteur 2. Cette discontinuité est suivie d'une continuité de la température des aimants « $T_{AIMANTS}$ » jusqu'au terme du secteur 2. La figure Fig. 3-16 présente le comportement thermique des solutions le long du front optimal. Les secteurs 1 et 2 sont en butée thermique maximale des aimants au point de puissance maximale de 70 kW. Les actionneurs des secteurs 2, 3 et 4 ont un point de base situé à très grande vitesse et faible couple. La vitesse de base « N_{bp} » passe de la contrainte minimale à la contrainte maximale de domaine.

Le passage des actionneurs fonctionnant en mode défluxé au mode en surcouple permet de faire tomber les pertes fer lors de la transition. En effet, avec le changement de la stratégie de pilotage, l'optimisation a pu baisser l'induction « B_y » et dans les dents « B_t », cf. **Annexe J**. La transition du secteur 1 au secteur 2 est aussi caractérisée par la réduction de la géométrie via la réduction du rayon d'alésage et par la maximisation de la densité efficace de courant « J_s » au point de base et une minimisation du couple de base « T_{bp} ».

Concernant le point à 70 kW, il existe deux variantes d'actionneurs dans le secteur 2. La première concerne des actionneurs en butée thermique et en contrainte de démagnétisation des aimants (voir **section 3.5.6**). La deuxième variante correspond à des actionneurs en butée thermique d'aimants « $T_{AIMANTS}$ » et de bobinage « T_{CUIVRE} » (cf. Fig. 3-16 (a, b)).

Une caractéristique des actionneurs de ce second secteur est la proximité des rendements minimum et maximum sur l'ensemble des points de la mission de vol (cf. **Annexe J**). La croissance des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » étant aussi couplée à l'augmentation de l'induction dans la culasse statorique « B_y » (0.9 à 1.2 T) dans le secteur 2, l'optimiseur cherche la configuration rotorique de dimensions géométriques optimales.

La distribution des composantes des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » montre qu'à nombre de paire de pôles « $p = 2$ », ce sont les composantes des pertes par hystérésis moyennes « $\langle P_{HYST} \rangle$ » qui présente la plus forte contribution (cf. **Annexe J**).

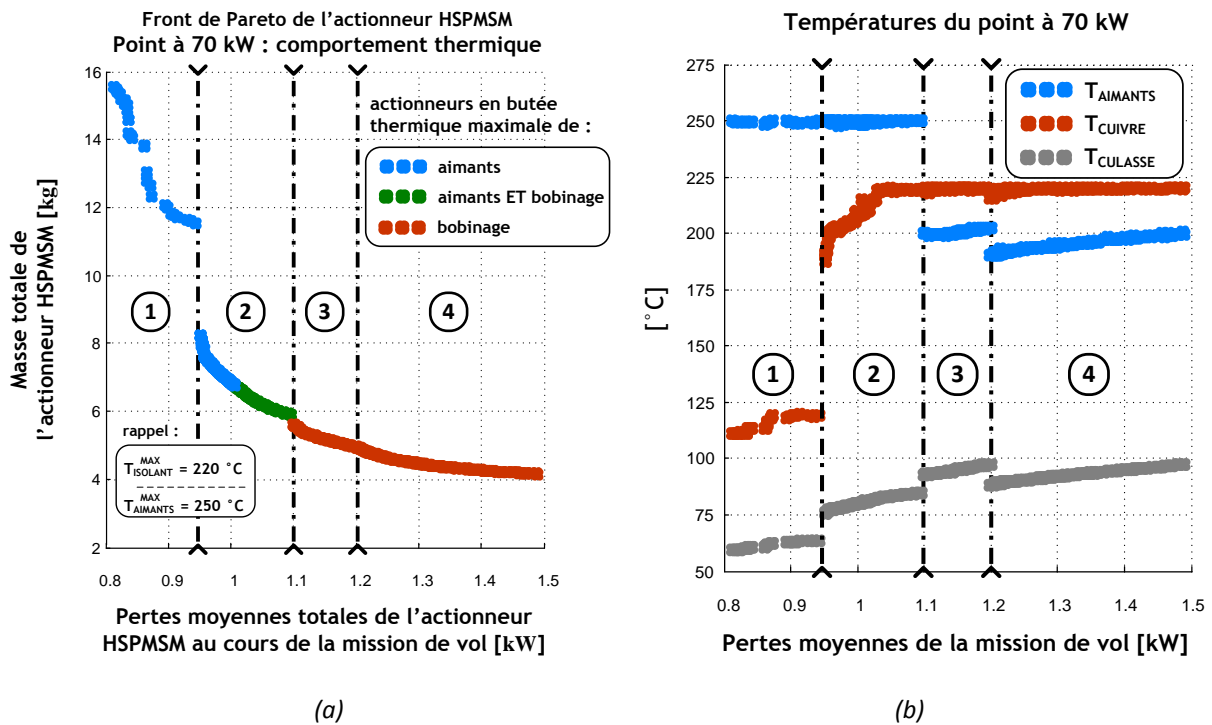


Fig. 3-16 : Contraintes de température le long du front « Pareto actionneur »

La réduction de la température dans les aimants « $T_{AIMANTS}$ » se fait via la commutation du nombre de paire de pôles à « $p = 3$ ». La discontinuité occasionnée par cette variable discrète « p » est suivie d'une évolution de température constante dans le bobinage « T_{CUIVRE} » du point à 70 kW dans les actionneurs du secteur 3 (cf. Fig. 3-16 (a, b)). Il faut préciser que le changement du nombre de paires de pôles « p » augmente les fréquences électriques des points de mission, ce qui a un impact direct sur les pertes fer. Cela représente une augmentation de la densité de pertes.

La commutation du nombre de paires de pôles « p » et le choix de la stratégie de pilotage (fonctionnement en surcouple et en régime défluxé du point de 70 kW) caractérise le secteur 3, pour lequel la nouvelle configuration du rotor réduit l'induction « B_y » à sa contrainte minimale de domaine. Par conséquent, les niveaux d'induction dans les dents « B_t » sont aussi réduits. La gamme d'actionneurs du secteur 3 concerne des actionneurs en butée thermique maximale de bobinage et en contrainte de démagnétisation des aimants (voir **section 3.5.6**).

Dans l'**Annexe J**, on montre que le changement de la polarité des aimants change la distribution des pertes fer des actionneurs des secteurs 3 et 4. Ce sont ici les pertes classiques moyennes « $\langle P_{CLAS} \rangle$ » qui deviennent prépondérantes vis-à-vis des pertes fer moyennes.

Les derniers actionneurs du secteur 3 sont en butée thermique de bobinage « T_{CUIVRE} » et en limite de contrainte de démagnétisation des aimants du point 70 kW (voir **section 3.5.6**). Cette configuration empêche la réduction de la masse de l'actionneur (cf. **Annexe J**). Le passage du secteur 3 (pilotage en surcouple et régime défluxé) au secteur 4 (pilotage en surcouple sans défluxage) est caractérisé par la mise à zéro de l'angle de défluxage « Ψ ».

La contrainte de démagnétisation est donc relâchée. Par contre, tous les actionneurs du secteur 4 sont en butée thermique maximale de bobinage « T_{CUIVRE} ». Les valeurs de couple de base « T_{bp} » des secteurs 3 et 4 conduisent à des géométries capables de tenir la butée maximale thermique de l'isolant du bobinage 220 °C.

Contrairement aux actionneurs des secteurs 1 et 2, les aimants n'étant plus en butée thermique maximale « $T_{AIMANTS}$ », une continuité de l'induction « B_y » peut être observée lors de la transition du secteur 3 au 4. Les actionneurs du secteur 4 ont les dimensions du stator les plus faibles, donc les inductions « B_y » les plus élevées. Malgré le fait que ces actionneurs ont les rendements les plus mauvais du front optimal, la géométrie du rotor reste très intéressante. En effet, à nombre de paires de pôles « $p = 3$ », une réduction de l'entrefer mécanique est possible avec l'augmentation des dimensions géométriques du rotor. Les pertes et la température dans les aimants sont donc réduites. De plus, de façon classique, l'augmentation du nombre de paires de pôle « p » favorise la diminution de la masse.

En considérant que tous les actionneurs du front ont des aimants de même induction rémanente, les premières solutions du secteur 1 réunissent deux caractéristiques fondamentales vis-à-vis de la réduction des pertes fer : les dimensions géométriques les plus grandes et l'induction dans la culasse et dans les dents la plus faible. Dans l'**Annexe J**, une description détaillée des solutions du front « Pareto actionneur » est présentée par secteur. Concernant les performances des différents actionneurs au cours de la mission de vol, cette annexe présente aussi les valeurs maximale et minimale de diverses grandeurs : courants de phase, indices de modulation, vitesses périphériques, pertes, températures, etc.

3.5.5 Tendances particulières sur l'ensemble des secteurs

Géométrie et masses

L'évolution du rayon d'alésage caractérise deux géométries différentes du rotor et du stator de l'actionneur. Ce dernier présente un grand nombre de degrés de liberté offrant une dynamique de variation supérieure vis-à-vis des critères d'optimisation.

L'ouverture d'encoche « b_0 » et la hauteur du bec d'encoche « h_0 » étant les mêmes pour tous les actionneurs, la réduction du volume (donc de la masse) de l'actionneur se fait surtout via la variation des dimensions géométriques du stator suivantes : « d_y », « ω_t », « ω_S », « d_S ».

D'autre part, dans l'ensemble de solutions, les dimensions du rotor restent « apparemment » quasi constantes par secteur : « d_r », « ω_m », « l_m », « s ». Pour les machines quadripolaires, « $p = 2$ » (secteurs 1 et 2) la masse de toutes les parties du rotor augmente : frette de maintien « M_{FRETTE} », intercalaires « M_{INTERC} », culasse rotorique « M_{CR} » et aimants « $M_{AIMANTS}$ ». Avec 3 paires de pôles, (secteurs 2 et 4) les masses de la frette de maintien, des intercalaires, de la culasse rotorique augmentent et la masse des aimants réduit.

Le rapport entre la hauteur d'encoche et le rayon d'alésage « R_{dr} » est une variable très importante. Elle agit directement sur la réduction de la masse des dents « M_{DENTS} » et de la culasse « M_{CS} » du stator le long du front optimal. Par conséquent, elle influe sur la masse de cuivre dans les encoches « M_{CUIVRE_ENC} » et dans les têtes de bobine « M_{TETES_BOB} ».

Couplage frette de maintien, circuit thermique et grands entrefers

Le respect de la thermique de l'actionneur est contraignant pour le choix de la géométrie. Il est donc intéressant de maximiser les surfaces d'échange. Du point de vue de la thermique du stator (maximisation de la surface d'échange avec la boîte à eau), les deux dimensions influentes sont le rayon d'alésage « r_S » et la longueur active « l_r ». Du point de vue de la thermique du rotor (maximisation de la surface d'échange d'entrefer), à rayon d'alésage donné, les deux dimensions influentes sont l'entrefer équivalent « g » et la longueur active « l_r ».

Les résultats d'optimisation montrent que « R_{rl} » (rapport du rayon d'alésage sur la longueur active) reste en contrainte minimale de domaine tout le long du front optimal ($R_{rl} \sim 0.4$). Les rayons d'alésage étant limités par les niveaux de couple et des densités de courant demandés par la mission de vol, cela représente donc les actionneurs les plus longs possibles. Ce résultat montre finalement que le volume délimité par l'alésage et la longueur est plus ou moins constant le long de solutions du front optimal. Cela explique le peu de degré de liberté au niveau de la masse du rotor.

On peut aussi remarquer que « R_{rl} » établit un lien très important entre la géométrie et les modèles circuit électrique et magnétique de l'actionneur. L'optimisation de la thermique du rotor s'est faite via deux moyens différents : choix du matériau de la frette de maintien et de l'épaisseur de l'entrefer équivalent « g ». La figure Fig. 3-17a présente les résultats relatifs au choix du type de frette de maintien. Afin de privilégier la thermique du rotor, la frette métallique en titane a systématiquement été choisie par l'optimiseur en raison de sa meilleure conductivité thermique. L'épaisseur de frette « s » étant de l'ordre de 4 mm, nous constatons que l'entrefer équivalent « g » admet des valeurs élevées (cf. Fig. 3-14), donc présentant des entrefers mécaniques « δ » aussi élevées, surtout à nombre de paire de pôles « $p = 2$ ».

Nous avons indiqué dans la **section 3.5.3** (cf. Fig. 3-12) qu'à iso-longueur d'actionneur, l'augmentation de l'entrefer peut se faire avec une diminution de l'amplitude de l'induction dans l'entrefer « B_{1g} ». Nous avons limité, via la contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ », la valeur de chute maximale autorisée de l'induction dans l'entrefer à 25 %. La figure Fig. 3-17b présente le pourcentage obtenu pour tous les actionneurs du front. Afin de privilégier la thermique du rotor, l'optimiseur cherche (à nombre de paire de pôles donné), les plus grandes valeurs d'entrefer via la valeur maximale autorisée de chute d'induction dans l'entrefer.

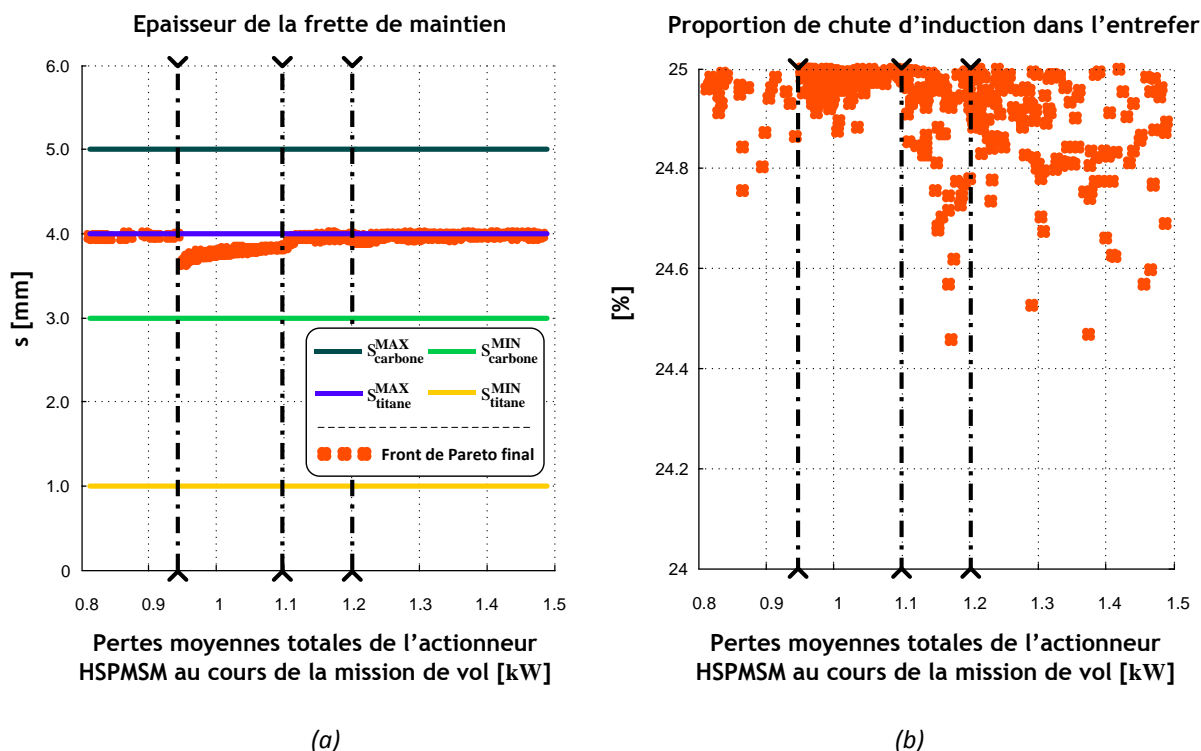


Fig. 3-17 : (a) choix de la frette de maintien ; (b) pourcentage de chute d'induction « B_{1g} » dans l'entrefer

Tous les actionneurs ont le même niveau de fuites d'entrefer. Au niveau de la géométrie du rotor, nous avons observé que l'optimisation cherche les configurations de rotor de façon à réduire la hauteur d'aimant et la valeur de l'épanouissement d'aimant « K_p ». Ce constat montre que l'optimiseur privilégie les valeurs de fuites maximales autorisées par la contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ ».

☑ Pertes et températures

Les pertes Joule sont maximales au point de courant maximum, à 70 kW. Les pertes fer et aérodynamiques ne sont pas liées au point de puissance maximale, mais plutôt au point N° 23 de la mission de vol équivalente (cf. **Chapitre 1**) de vitesse maximale (44 222 tr/min).

Il est intéressant de préciser que ce point présente un couple électromagnétique inférieur (9.44 Nm) comparé aux points de plus forte puissance de faibles occurrences (cf. **Chapitre 1**).

La croissance des pertes fer est très couplée à l'augmentation de l'induction dans la culasse statorique « B_y ». Tous les secteurs sont caractérisés par l'augmentation des pertes fer moyennes « P_{FER} » suite à l'augmentation de l'induction dans la culasse « B_y » et dans les dents « B_t ». Il est important de préciser que les inductions « B_y » et « $B_t = 1.2 B_y$ » ont été contraintes sur l'espace de recherche afin de ne pas converger vers une solution ayant une culasse et des dents statoriques très saturées avec une épaisseur de culasse statorique « d_y » très réduite. Nous remarquons que les plus fortes pertes dans les aimants sont au point de 70 kW, caractérisé par un fort couple électromagnétique (14.98 Nm) et une grande vitesse de rotation (43 706 tr/min). En effet, ce point allie les particularités d'un fonctionnement à fort courant et à haute vitesse.

Il est important de préciser que notre démarche considère les pertes moyennes de la mission comme critère d'optimisation. Cependant, l'optimisation assure le respect de la mission, chaque individu vérifiant par point de mission les contraintes de dimensionnement. Par conséquent, les solutions optimisées présentent par exemple de faibles niveaux de pertes moyennes dans les aimants « $P_{AIMANTS}$ », (cf. Fig. 3-11a), tandis que localement (surtout au point de 70 kW ayant l'une des plus faibles occurrences statistiques) ces pertes peuvent être supérieures à 200 W par exemple.

Ceci démontre que les pertes dans les aimants sont thermiquement très dimensionnantes, tout au moins localement sur certains points de mission.

Les températures lors du parcours de la mission de vol présentent quant à elles de grandes variations selon le point de fonctionnement considéré. Le point à 70 kW est celui pour lequel les plus grands niveaux de températures sont retrouvés pour « $T_{CULASSE}$ », « T_{CUIVRE} » et « $T_{AIMANTS}$ ». Les niveaux de températures identifiés dans ce travail sont similaires à ceux rencontrés dans [WAN07].

☑ Paramètres invariables ou très peu variables

Le nombre d'encoches par pôle et par phase « N_{ep} » reste invariable le long du front. Le choix de « N_{ep} » comme variable d'optimisation contribue à la minimisation des pertes dans les aimants et son choix est lié au nombre d'encoches du stator et au pas de bobinage. En effet, « $N_{ep} = 2$ » représente le choix d'un facteur de raccourcissement de « $\beta_{rac} = 5/6$ », le plus intéressant vis-à-vis de la minimisation (voire l'annulation) des harmoniques 5 et 7 (les harmoniques le plus gênants en termes de pertes dans les aimants).

Le coefficient de remplissage d'encoche « K_r » présente de très faibles variations. Par ailleurs, nous avons eu certains cas d'optimisation dans lesquels nous avons constaté une chute de la densité de courant du point de base « J_s ». Cette chute était liée à une augmentation de la surface d'encoche « S_{enc} » sans changement des niveaux de courants dans les actionneurs, occasionnant par conséquent une baisse du coefficient de remplissage d'encoche « K_r ». Par contre, le choix de sa valeur semble être lié au fait de vouloir minimiser le rayon d'alésage. En effet, « R_{rl} » ayant aussi une très faible variation, la réduction de la masse demande une densité de courant élevée dans les encoches, donc une surface de cuivre la plus grande possible.

Concernant les variables de conception ne présentant aucune ou très peu de variation, nous interprétons plutôt que leur choix représente une valeur optimale identique pour tous les actionneurs le long du front optimal.

Le nombre de conducteurs dans les encoches « N_{ce} » des actionneurs du front a aussi une faible variation. En effet, vu les niveaux de couple électromagnétique (donc des courants) demandés par la mission, les actionneurs doivent avoir de faibles valeurs d'impédance. Dans le cas contraire, il faudrait changer la tension maximale disponible de l'onduleur, surtout pour la faisabilité de points en régime défluxé (butée maximale d'indice de modulation à une stratégie de commande donnée de l'onduleur). Ce résultat (faible variation du nombre de conducteurs par encoche) semble être aussi une des problématiques des actionneurs à très haute vitesse.

3.5.6 Défluxage et démagnétisation des aimants

La figure Fig. 3-18a présente l'angle de défluxage « Ψ » et la figure Fig. 3-18b la démagnétisation des aimants au point de 70 kW. Ce point est le plus dimensionnant vis-à-vis de la stratégie de pilotage choisie et qui évolue comme nous l'avons signalé auparavant selon les 4 secteurs du front optimal. Le choix de la stratégie de pilotage tient compte des niveaux des températures admissibles des aimants et du bobinage.

☑ Secteur 1

Bien que les aimants soient en butée thermique à 250 °C, dans le secteur 1, le fait que ce secteur comporte les actionneurs avec les plus faibles niveaux de courant entraîne un fonctionnement en mode défluxé à forts angles « Ψ » Fig. 3-18a.

Ces actionneurs sont aussi ceux avec les plus gros entrefers mécaniques « δ », cette caractéristique diminue les risques de désaimantation des aimants. De plus, les grands « δ » et les grandes hauteurs d'aimants « l_m » induisent des inductions magnétiques résultantes dans l'entrefer en charge « B_{CHARGE} » les plus grandes.

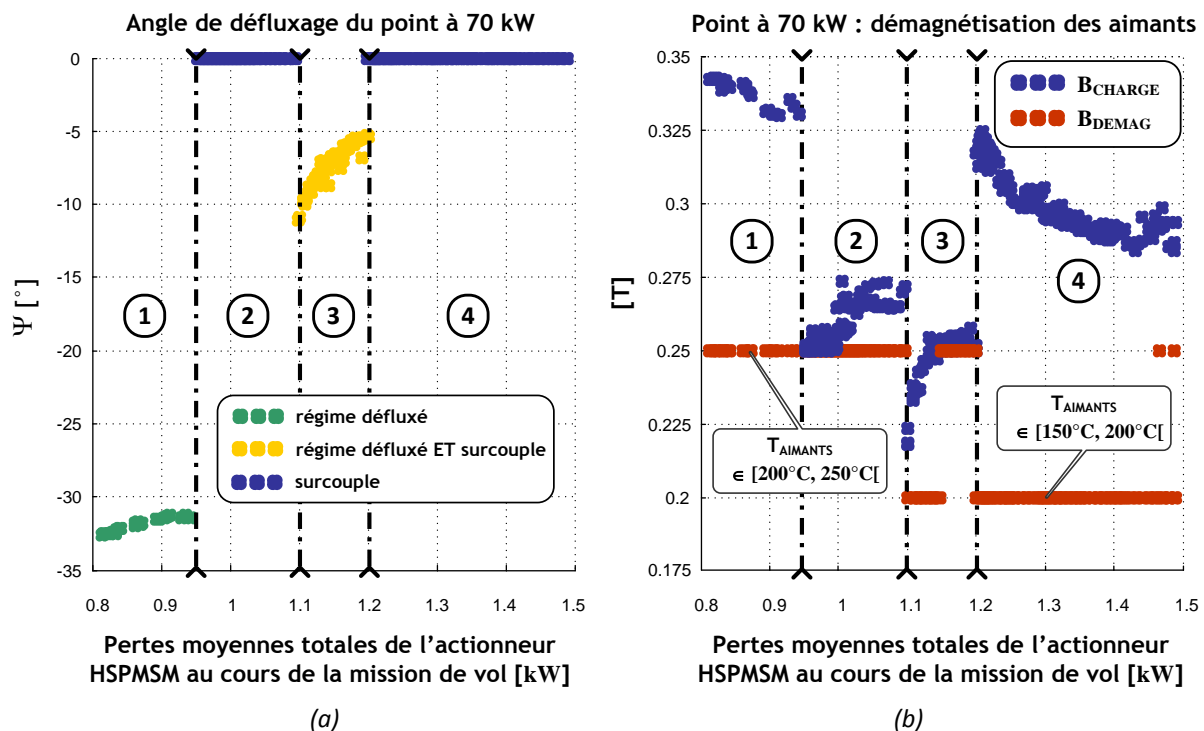


Fig. 3-18 : (a) Evolution de « Ψ » ; (b) induction résultante de charge dans l'entrefer et seuil de désaimantation des aimants

☑ Secteur 2

Les solutions au passage du secteur 1 au secteur 2 sont à la fois en butée thermique d'aimants et en butée de contrainte de démagnétisation d'aimant. Les premiers actionneurs de ce secteur 2 n'entraînent pas un fonctionnement en régime défluxé. Cela serait caractérisé par une augmentation des niveaux de courant (insertion du courant d'axe « d »), donc une augmentation des pertes et la contrainte thermique d'aimant serait violée. Avec une faible variation de l'induction des aimants dans l'entrefer « B_{1g} », l'optimiseur augmente les dimensions du rotor suite à une augmentation de l'entrefer « g », ce qui augmente l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en charge « B_{CHARGE} » (Fig. 3-18b).

☑ Secteur 3

Les derniers actionneurs du secteur 2 étant en butée thermique d'aimants et de bobinage, on commute vers le secteur 3, cette transition étant liée à l'augmentation du nombre de paires de pôles « p ». Ce changement entraîne la chute des pertes et de la température des aimants. Le long du secteur 3, l'angle de défluxage « Ψ » est réduit pour respecter la contrainte de démagnétisation. Cela permet de rester sur la limite de démagnétisation des aimants à « B_{CHARGE} » lors du changement du seuil de démagnétisation « B_{DEMAG} » au milieu du secteur 3.

☑ Secteur 4

Pour sortir de la butée en contrainte de démagnétisation d'aimant, le passage du secteur 3 au 4 opère via l'arrêt du pilotage en régime défluxé (mode surcouple). Ce changement a libéré les actionneurs de la contrainte démagnétisation avec une chute de la température des aimants donc une augmentation possible de l'induction résultante « B_{CHARGE} ».

Quelques remarques générales et importantes concernant l'impact du défluxage sur les pertes moyennes et les masses le long du front optimal doivent être faites :

- à chaque transition inter-secteurs, l'optimisation trouve la configuration rotorique à masse totale minimale d'actionneur. Donc, la baisse des dimensions statoriques est caractérisée par l'augmentation des pertes fer moyennes via la montée des inductions de « B_y » et « B_t ». Le défluxage joue aussi un rôle sur la réduction de la masse, même si le secteur 4 à masse minimale est en mode non défluxé ;
- les transitions du secteur 1 au secteur 2 et du secteur 3 au secteur 4 se font avec une augmentation de la largeur des dents « ω_t » et de la culasse statorique « d_y ». Inversement, la transition du secteur 2 au secteur 3 est marqué par la baisse de ces mêmes dimensions ;
- l'épanouissement d'aimant « K_p » révèle l'existence d'un couplage fort. En effet, l'aimant constituant la résistance thermique de la couche équivalente « aimant + intercalaires », ce paramètre joue un rôle important dans le circuit thermique rotor. Ce point est lié au défluxage et à la démagnétisation des aimants. La baisse de « K_p » diminue donc la résistance de la couche réduisant aussi les pertes et la température des aimants.

3.6 Solutions particulières

Le front de « Pareto actionneur » présente un total de 414 solutions. Nous avons extrait 3 solutions particulières du front afin de caractériser le modèle de dimensionnement développé.

Le choix des solutions a été établi à titre comparatif par rapport à la solution « MSP 70 KW » de Liebherr-Aerospace Toulouse.

- Actionneur 01 : à iso-Masse par rapport à la solution « MSP 70 KW » ;
- Actionneur 02 : compromis bi-critères : Masse x Pertes ;
- Actionneur 03 : à iso-Pertes par rapport à la solution « MSP 70 KW ».

La figure Fig. 3-19 rappelle le front optimal de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur et positionne les solutions particulières retenues pour l'analyse.

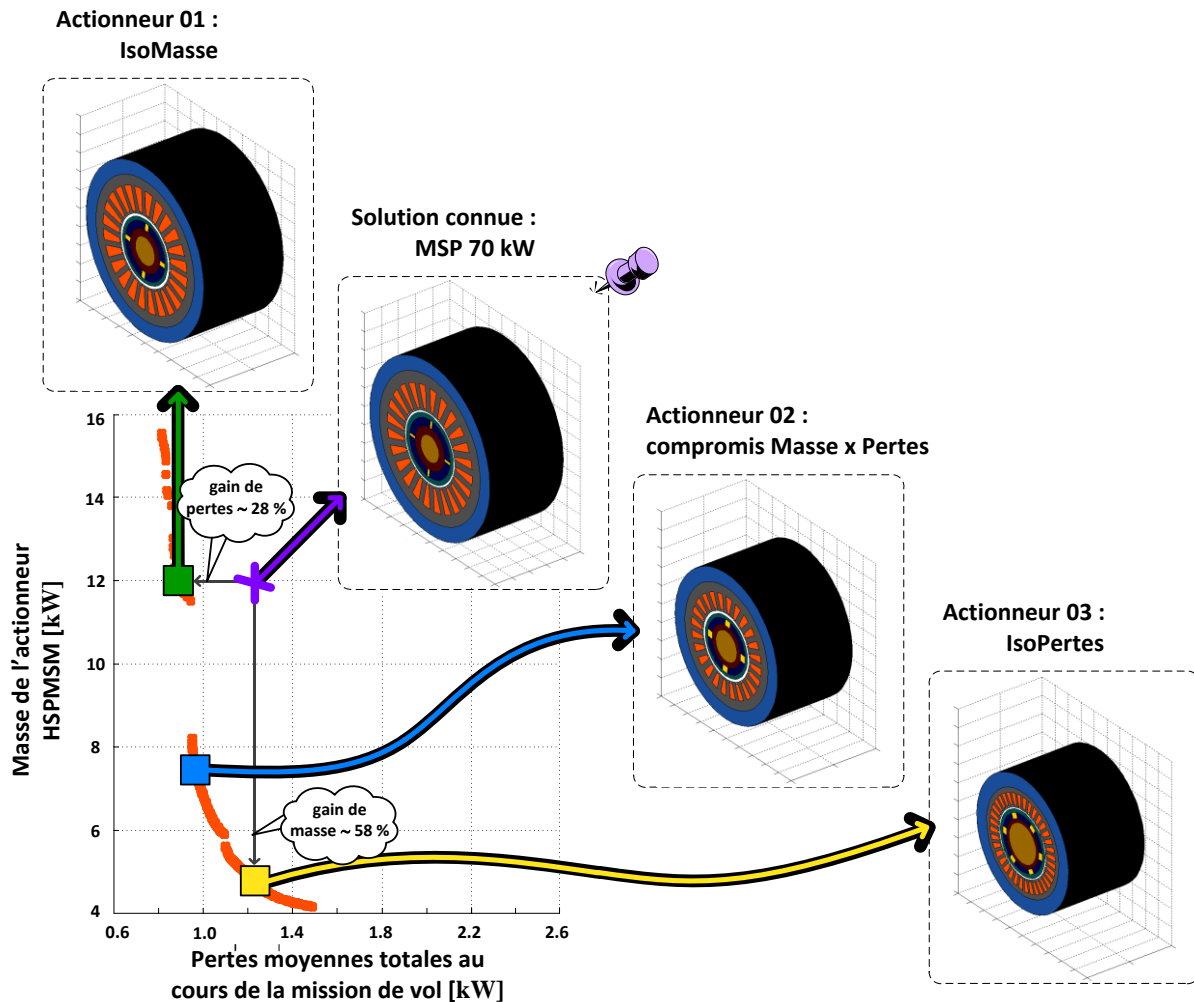


Fig. 3-19 : Présentation des solutions particulières choisies sur le front « Pareto actionneur »

Comme l'indique les vues de la figure Fig. 3-19, le gain en masse et en pertes est non négligeable vis-à-vis de la solution de référence. Par exemple, l'actionneur 2 (compromis masse x pertes) permet de gagner 22% sur les pertes et 38% sur la masse.

La figure Fig. 3-20 détaille les 4 actionneurs présentant leurs vues en coupe et mettant en évidence leurs faces frontales et leurs longueurs actives. Nous remarquons que les différences géométriques sont assez évidentes au niveau des dimensions radiales statoriques (extérieur à l'alésage) et qu'au niveau de leur longueur active les variations sont faibles, compte tenu des contraintes de faisabilité mécanique.

Côté rotor, pour des contraintes thermiques surtout citées dans la section précédente, les dimensions radiales du rotor (intérieur à l'alésage) n'admettent pas beaucoup de variations.

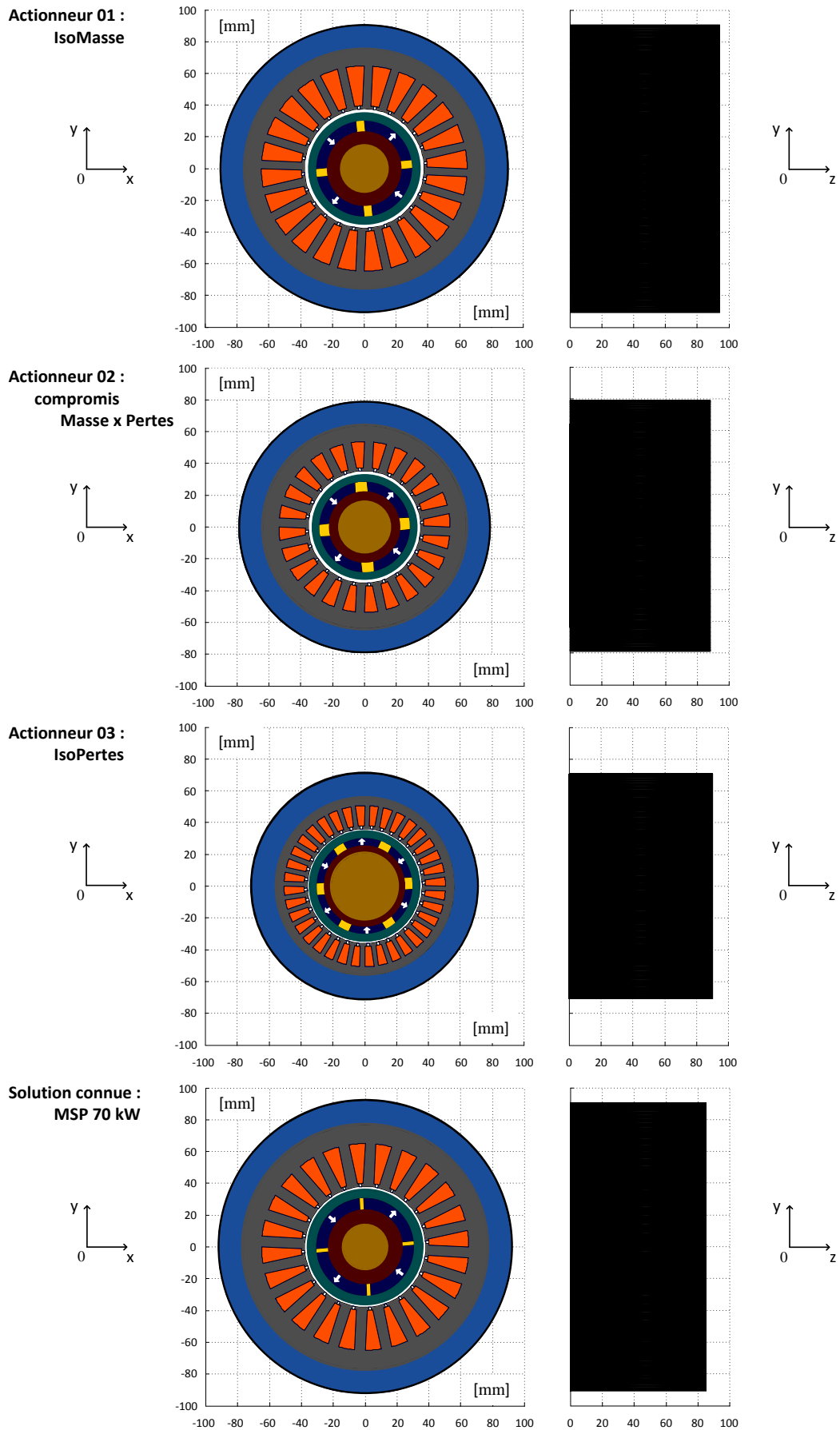


Fig. 3-20 : Différentes vues en coupe des solutions particulières choisies sur le front « Pareto actionneur »

3.6.1 Géométrie

Le tableau Tab.3-16 présente les différentes dimensions des actionneurs extraits du front optimal. L'actionneur 01 appartenant au secteur 01, présente l'entrefer mécanique « δ » le plus grand. En effet, cela lui permet d'exploiter le fonctionnement en régime défluxé sur plusieurs points de la mission de vol sans être contraint par la démagnétisation des aimants.

Le carbone étant mauvais conducteur thermique, il est pertinent de préciser que les 3 solutions considérées ont une frette de maintien en titane. Les actionneurs ayant de faibles ouvertures d'encoches, le coefficient de Carter « k_{carter} » est proche de l'unité.

		Actionneur 01 (IsoMasse)	Actionneur 02 (Compromis)	Actionneur 03 (IsoPertes)	MSP 70 kW
Dimensions géométriques	Notation				
STATOR					
rayon d'alésage	r_s [mm]	37.60	35.29	36.05	38.00
largeur de dent	ω_r [mm]	5.23	5.67	3.06	6.84
épaisseur de la culasse	d_y [mm]	10.92	10.23	5.26	12
profondeur d'encoche	d_s [mm]	27.07	18.42	14.56	27
largeur du fond d'encoche	ω_s [mm]	11.70	8.39	5.77	10.18
hauteur de tête de dent	h_o [mm]	2.00	2.00	2.00	2.00
isthme d'encoche	b_o [mm]	1.50	1.50	1.50	1.50
longueur du paquet de tôles	l_r [mm]	93.99	88.24	90.13	86.24
coefficient de Carter	k_{carter} [na]	1.004	1.005	1.008	1.004
ROTOR/ENTREFER					
entrefer mécanique	δ [mm]	2.95	2.80	1.57	2.00
hauteur d'aimant	l_m [mm]	7.93	6.84	5.56	8.50
épaisseur de culasse	d_r [mm]	7.84	5.59	3.84	8.50
largeur d'aimant	ω_m [mm]	42.83	37.25	24.28	45.99
FRETTE					
Matériau		titane	titane	titane	carbone
Epaisseur	s [mm]	3.99	3.74	3.97	5.00

Tab.3-16 : Dimensions géométriques des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

3.6.2 Paramètres électriques et magnétiques

Le tableau Tab.3-17 présente les paramètres électriques et magnétiques de chaque actionneur extrait du front optimal. L'actionneur 01 ayant le couple de base le plus fort est celui avec la constante de force contre-électromotrice « K_{FEM} » la plus élevée. D'autre part, les actionneurs 02 et 03 ayant les vitesses de base les plus élevées ont les inductances synchrones « L_{SYNC} » les plus faibles. Les deux observations citées ci-dessus peuvent être vérifiées sur les plans couple-vitesse, présentés dans la **section 3.6.3**.

Paramètres	Notation	Actionneur 01 (IsoMasse)	Actionneur 02 (Compromis)	Actionneur 03 (IsoPertes)	MSP 70 kW
MODELE CIRCUIT ELECTRIQUE					
inductance :					
- synchrone	L_{SYNC} [μH]	159.14	89.36	65.35	104.26
- têtes de bobine	L_{retes_bob} [μH]	48.70	24.80	18.40	25.88
résistance statorique	R_S [mΩ]	9.71	10.73	11.77	7.34
constante de temps	τ_{elec} [ms]	16.39	8.33	5.56	14.21
MODELE MAGNETIQUE					
constante de FCEM	K_{FEM} [Vs]	0.064	0.040	0.042	0.053
induction magnétique à vide dans l'entrefer (valeur crête)	$\sqrt{2} \cdot B_{lg}$ [T]	0.48	0.42	0.39	0.52
flux à vide (valeur crête)	Φ_{VIDE} [mWb]	32.05	19.95	13.94	26.60
perméance de l'aimant	P [na]	1.46	1.34	1.24	1.55

Tab.3-17 : Paramètres électriques et magnétiques des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

3.6.3 Les plans couple – vitesse

La figure Fig. 3-21 illustre les plans couple vitesse des actionneurs et présente le point de base associé. Nous observons que l'actionneur 01 fonctionne en régime défluxé sur au moins la moitié des points de la mission. La solution de référence « MSP 70 kW » n'atteint que le point à 70 kW avec un fonctionnement en mode défluxé. Nous remarquons que les actionneurs 02 et 03 atteignent la majorité des points de mission via un fonctionnement en surcouple sans défluxage.

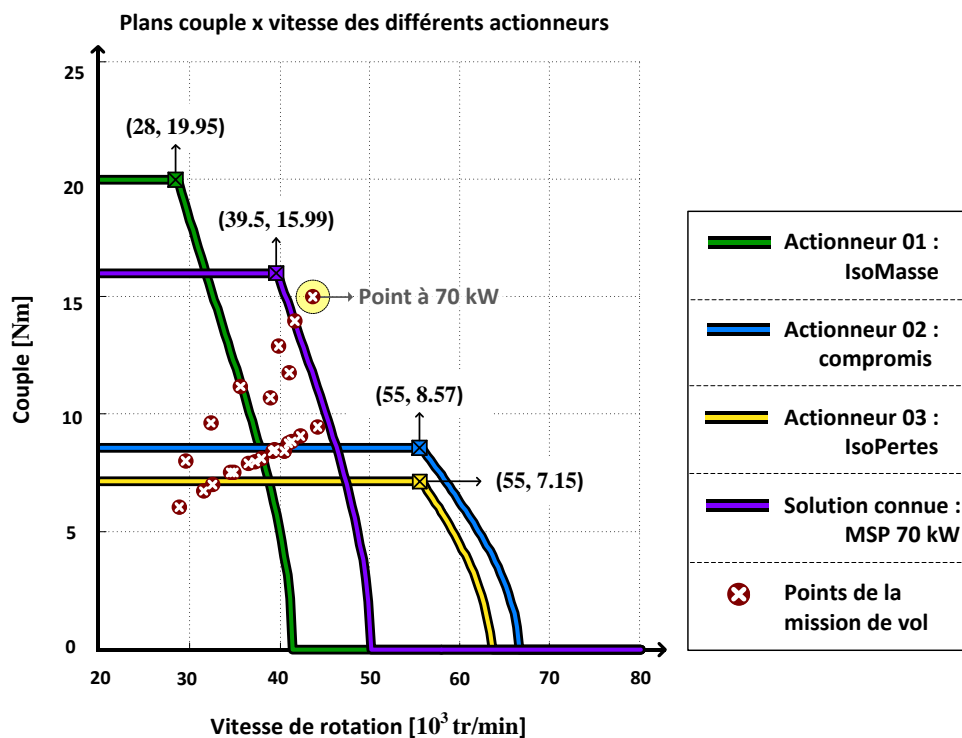


Fig. 3-21 : Plans couple – vitesse des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

La figure Fig. 3-22 présente, actionneur par actionneur, certaines caractéristiques du point à 70 kW. Tous les actionneurs sont en butée de tension à profondeur de modulation maximale « $m_a = 1.02$ ». Les plans étant sur les mêmes échelles, il est intéressant de remarquer que les gains de masse se font au détriment d'un couple de base plus faible qui augmente les pertes du point de puissance maximale mais qui ne pénalise pas le rendement global de ce point.

Les actionneurs 01 et 02 injectent le niveau de courant nécessaire à atteindre le point à 70 kW en butée thermique maximale d'aimant (250 °C). Tandis que l'actionneur 03 (à $p = 3$) injecte plutôt le niveau de courant nécessaire à atteindre la butée thermique maximale de cuivre autorisé par l'isolant type classe C (220 °C). De plus, cet actionneur pour atteindre le point à 70 kW, autorise un fonctionnement étant en surcouple et en régime défluxé.

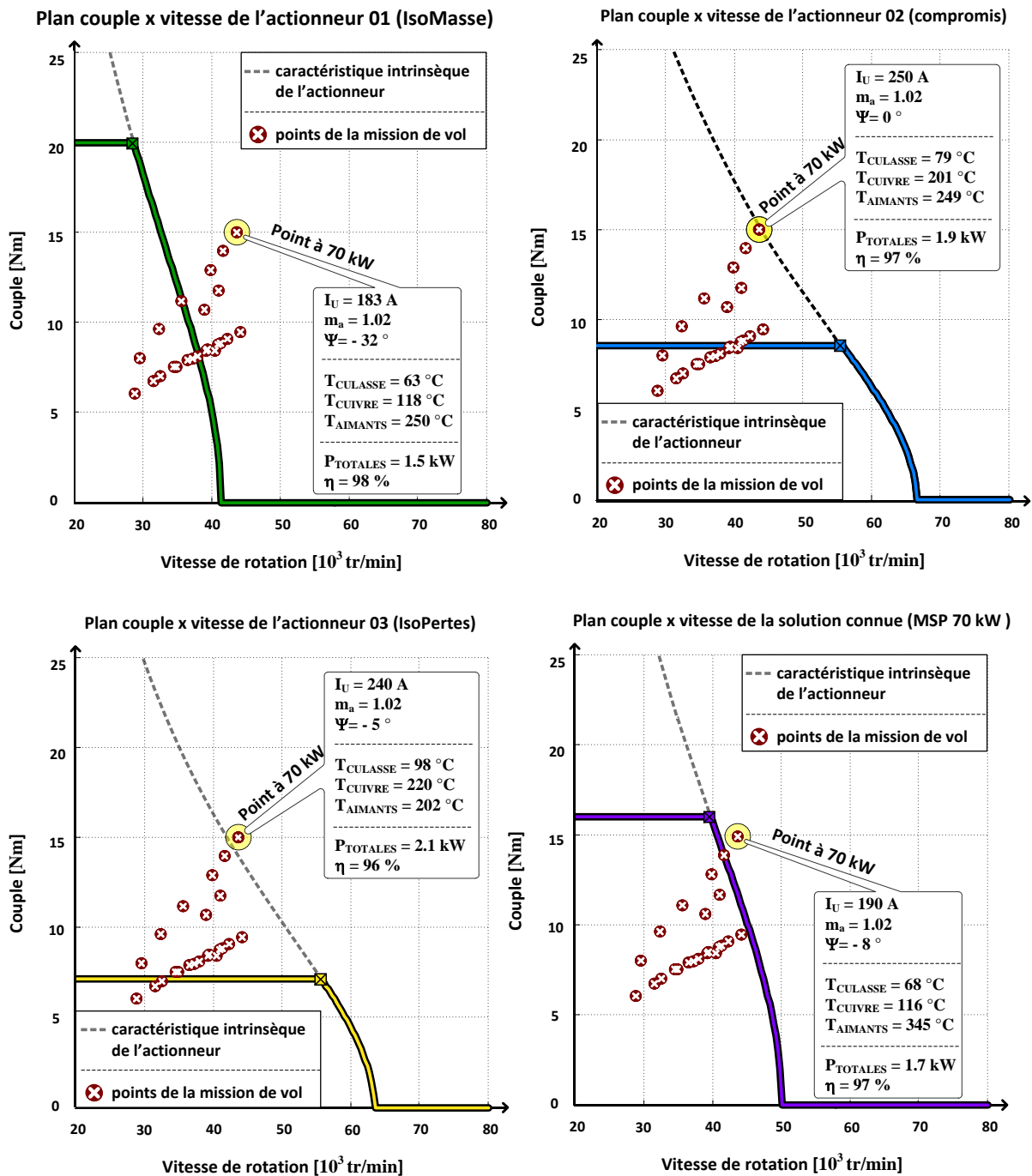


Fig. 3-22 : Plan couple-vitesse : caractéristiques du point de puissance maximale

3.6.4 Éléments d'optimisation des solutions particulières

Les tableaux Tab.3-18 et Tab.3-19 présentent respectivement le vecteur des paramètres d'entrée « \mathbf{X} » et les critères « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » des solutions extraites du front « Pareto actionneur ».

Nous pouvons remarquer, sur l'ensemble des paramètres d'entrée, que les plus grandes variations parmi les 3 solutions choisies, sont liées :

- au rapport hauteur d'encoche sur le rayon d'alésage « R_{dr} », donc aux gains de masse statorique ;
- à l'épanouissement d'aimant « K_p », donc au comportement thermique rotor ;
- au positionnement du point de base (« N_{bp} » et « T_{bp} »), donc à la stratégie de pilotage adoptée.

L'actionneur 01 (iso-Masse de la solution « MSP 70 kW ») ayant les plus grandes dimensions géométriques, est celui avec la plus grande valeur tolérée d'induction magnétique de culasse statorique « B_y ». En effet, ces caractéristiques lui permettent d'avoir un point de base à fort couple à faible vitesse de rotation et de pouvoir donc exploiter le fonctionnement en régime défluxé.

Actionneur	VARIABLES DE CONCEPTION « \mathbf{X} »										
	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}	x_{11}
	J_S [A/mm ²]	p [na]	N_{ep} [na]	R_{rl} [na]	R_{dr} [na]	g [mm]	B_y [T]	K_r [na]	K_p [na]	N_{bp} [10 ³ rpm]	T_{bp} [Nm]
01 IsoMasse	9.16	2	2	0.40	0.72	6.94	1.17	0.396	0.89	28.0	19.95
02 Compromis	10.00	2	2	0.40	0.52	6.55	0.91	0.399	0.825	55.0	8.57
03 IsoPertes	10.00	3	2	0.40	0.40	5.54	1.06	0.400	0.760	55.0	7.15
MSP 70 kW	9.00	2	2	0.44	0.71	7.00	1.00	0.365	0.944	39.5	15.99

Tab.3-18 : Variables de dimensionnement des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

Comparés à la solution « MSP 70 kW », nous observons qu'à iso-Masse, les gains sur les pertes sont d'environ 28 % et qu'à iso-Pertes le gain de masse est de l'ordre de 58 %. La solution « compromis masse-pertes » exprime un gain de pertes et de masse d'environ 22 % et 38 %, respectivement.

ACTIONNEUR	CRITERES $\mathbf{F}(\mathbf{X})$	
	$F_1(\mathbf{X})$	$F_2(\mathbf{X})$
	Masse [kg]	Pertes Moyennes au cours de la mission [kW]
01 Iso-Masse	12.08	0.89
02 Compromis	7.48	0.96
03 Iso-Pertes	4.93	1.20
MSP 70 kW	~ 12	~ 1.2

Tab.3-19 : Objectifs des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

3.6.4.1 Répartition des critères partiels

Les tableaux Tab.3-20 et Tab.3-21 présentent, respectivement, la répartition des critères partiels de masse et des pertes moyennes. Comparé à la solution de référence « MSP 70 kW », les gains sur la masse statorique et les pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » de l'actionneur 01 sont liés au fait que cet actionneur exploite plus le fonctionnement en régime défluxé.

La géométrie du rotor ayant très peu de degrés de liberté, nous observons que les variations les plus importantes se trouvent au niveau de la masse du stator et du cuivre.

		Actionneur 01 (IsoMasse)	Actionneur 02 (Compromis)	Actionneur 03 (IsoPertes)	MSP 70 kW
Masses	Notation				
STATOR					
culasse	M_{CS} [kg]	3.4	2.5	1.2	-
dents	M_{DENTS} [kg]	2.6	1.8	1.2	-
TOTAL	M_{STATOR} [kg]	~ 6.00	~ 4.3	2.4	~ 7.0
CUIVRE					
dans les encoches	M_{CUIVRE_ENC} [kg]	1.7	0.8	0.7	-
- du total de cuivre	[%]	41	44	56	~ 40
des têtes de bobines	M_{TETES_BOB} [kg]	2.4	1.0	0.5	-
- pourcentage du total de cuivre	[%]	59	56	44	~ 60
TOTAL	M_{CUIVRE} [kg]	~ 4.1	1.8	1.2	~ 3.0
ROTOR					
culasse	M_{CR} [kg]	0.7	0.5	0.4	0.789
aimants	$M_{AIMANTS}$ [kg]	0.9	0.7	0.6	1.064
frette	M_{FRETTE} [kg]	0.3	0.3	0.3	0.166
intercalaires	M_{INTERC} [g]	38	47	58	-
TOTAL	M_{ROTOR} [kg]	~ 2.0	1.4	1.3	~ 2.0

Tab.3-20 : Répartition des masses des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

Le tableau Tab.3-21 donne, pour les 4 actionneurs, les niveaux des différentes natures de pertes en Watts et en valeurs relatives aux pertes totales (%). Les pertes moyennes Joule « $\langle P_J \rangle$ » étant indépendantes de la vitesse de rotation sont plutôt liées aux niveaux de courant circulant dans les actionneurs. De ce fait, l'actionneur 01 est celui avec les niveaux de courant les plus faibles et avec les plus faibles pertes moyennes Joule. En contrepartie, ce même actionneur est en butée thermique des aimants.

Les pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » sont les pertes prépondérantes. Les faibles variations des pertes aérodynamiques moyennes « $\langle P_{AERO} \rangle$ » sont liées à la faible variation du rayon externe du rotor « $r_S - \delta$ ». Les pertes moyennes dans les aimants « $\langle P_{AIMANTS} \rangle$ » sont très faibles. , il faut noter que ces pertes sont localement (sur un point de mission) très dimensionnantes. Par contre, l'ensemble des points de mission à fortes pertes dans les aimants sont les points de plus faibles occurrences statistiques.

PERTES MOYENNES	Notation	Actionneur 01 (IsoMasse)		Actionneur 02 (Compromis)		Actionneur 03 (IsoPertes)		MSP 70 kW	
Joule	$\langle P_J \rangle$ [W]	121	14 %	333	35 %	332	28 %	128	10 %
fer	$\langle P_{FER} \rangle$ [W]	592	66 %	476	49 %	701	58 %	904	74 %
aérodynamiques	$\langle P_{AERO} \rangle$ [W]	129	14 %	96	10 %	140	12 %	149	12 %
aimants	$\langle P_{AIMANTS} \rangle$ [W]	52	6 %	58	6 %	28	2 %	46	4 %
			100 %		100 %		100 %		100 %

Tab.3-21 : Répartition des pertes moyennes sur la mission de vol des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

Une étude complémentaire des solutions extraites est présentée dans l'**Annexe K**. Cette étude détaille leur différentes performances (électriques, thermiques, pertes, etc.) localement par point de mission. Un comparatif considérant l'ensemble de points de la mission de vol est effectué.

3.6.5 Validation par éléments finis des solutions extraites du front optimal

Pour vérifier la pertinence du modèle développé, nous avons employé le logiciel EFCAD (*Electromagnetic Fields Computer Aided Design*) version 7.0 afin de valider les résultats du calcul analytique (CA) par la méthode des éléments finis (MEF). Cette étude s'est effectuée dans le cadre du master recherche de [OUN12]. Les erreurs relatives présentées considèrent les valeurs issues du calcul des champs comme les références.

3.6.5.1 Paramètres électromagnétiques

Les paramètres validés sont l'inductance dans les encoches (appelée « inductance fer ») « L_{fer} », la résistance statorique « R_S », l'induction magnétique à vide dans l'entrefer « B_{1g} » et le flux des aimants à vide « Φ_{VIDE} ». Le tableau Tab.3-22 présente les résultats obtenus pour les différents paramètres choisis. Globalement, le modèle présente une précision inférieure à 10 %, sauf l'inductance fer de l'actionneur 03 (iso-Pertes) qui est davantage surestimée.

	L_{fer} [μH]			R_S [$\text{m}\Omega$]			$\sqrt{2} \cdot B_{1g}$ [T_{peak}]			Φ_{VIDE} [mWb_{peak}]		
	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]
Actionneur 01 (IsoMasse)	110.4	112.9	-2.2	9.7	9.3	4.3	0.48	0.45	6.7	32.1	32.6	-1.5
Actionneur 02 (compromis)	64.6	63.0	2.5	10.7	10	7.0	0.42	0.43	-2.3	19.9	20.5	-2.9
Actionneur 03 (IsoPertes)	46.9	40.6	15.5	11.8	12.9	-8.5	0.39	0.40	-2.6	13.9	14.3	-2.8

Tab.3-22 : Paramètres électromagnétiques - comparaison entre calcul analytique et simulations par éléments finis

La figure Fig. 3-23 présente les différentes cartes de champ obtenues sur EFCAD. Les coupes de la colonne à gauche, où les aimants sont supprimés et où une des phases est alimentée par un courant continu, représentent les cartes de champ nécessaires au calcul des inductances fer.

La colonne à droite montre les cartes de champs relatives à la distribution du flux des aimants à vide (courants statoriques nuls).

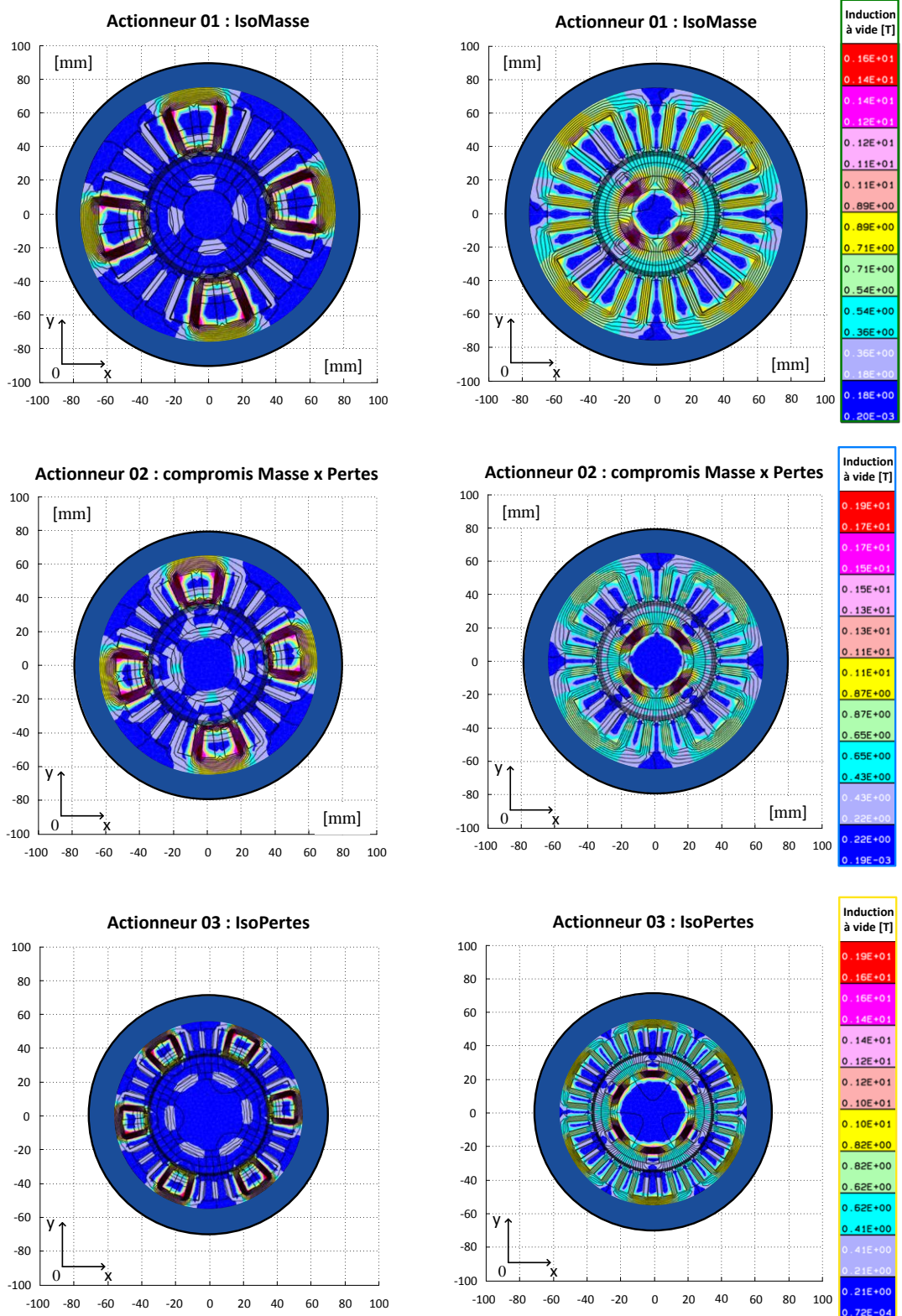


Fig. 3-23 : Différentes cartes de champ : détermination des paramètres électromagnétiques sous EFCAD

3.6.5.2 Pertes fer statoriques

Nous avons effectué une autre simulation par la méthode des éléments finis pour calculer les pertes fer statoriques du point de puissance maximale (70 kW) des trois solutions extraites du front optimal. Le tableau Tab.3-23 présente les résultats obtenus. Globalement, le modèle donne des résultats inférieurs à 20 %. Par contre, il faut préciser que les résultats du modèle analytique (CA) du tableau ont été obtenus avec les coefficients expérimentaux « k_t » et « k_y » unitaires. Ces résultats révèlent une sous-estimation des valeurs.

	P_{HYST} [W]			P_{CLAS} [W]			P_{EXC} [W]			$P_{FER_TOTALES}$ [W]		
	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]
Actionneur 01 (IsoMasse)	143	147	-2.7	150	159	-5.7	113	120	-5.8	406	426	-4.7
Actionneur 02 (compromis)	160	191	-16	155	176	-12	108	124	-13	423	491	-14
Actionneur 03 (IsoPertes)	186	212	-12	259	272	-4.8	136	152	-11	581	646	-10

Tab.3-23 : Calcul analytique et simulations par éléments finis (avec coefficients expérimentaux unitaires)

Le tableau Tab.3-24 présente les mêmes types de résultats, mais en considérant les valeurs des coefficients expérimentaux « $k_t = 1.5$ » et « $k_y = 1.2$ », présentés dans le **Chapitre 2, section 2.3.7.2**. Les résultats du tableau constituent les valeurs des pertes fer calculées lors de l'optimisation.

	P_{HYST} [W]			P_{CLAS} [W]			P_{EXC} [W]			$P_{FER_TOTALES}$ [W]		
	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]	CA	MEF	ε [%]
Actionneur 01 (IsoMasse)	194	147	32	196	159	23	152	120	27	542	426	27
Actionneur 02 (compromis)	215	191	13	202	176	15	144	124	16	561	491	14
Actionneur 03 (IsoPertes)	256	212	21	331	272	22	186	152	22	773	646	20

Tab.3-24 : Calcul analytique et simulations par éléments finis (avec coefficients expérimentaux « $k_t = 1.5$ » et « $k_y = 1.2$ »)

Les valeurs positives des erreurs relatives montrent que les pertes fer statoriques calculées par le modèle analytique sont en réalité surestimées, l'écart restant globalement inférieur à +30 %. Il faut aussi rappeler que les pertes ont été calculées dans le cas d'un courant sinusoïdal pur et qu'en réalité, en plus des harmoniques d'espace, il existe la contribution des pertes dues aux harmoniques de découpage de l'onduleur de tension.

L'ordre de grandeur des erreurs obtenues reste tout à fait satisfaisant et nous pouvons donc considérer l'approche analytique comme pertinente dans l'optique d'un dimensionnement des actionneurs vis-à-vis d'une conception par optimisation.

3.7 Conclusion

Ce chapitre montre très clairement l'« effrayante complexité des couplages » entre paramètres (d'entrée et intermédiaires) – contraintes – objectifs (globaux et partiels), que seule la machine, au travers d'un algorithme d'optimisation efficace et d'un modèle de dimensionnement efficient mais pertinent est capable de résoudre. Les tendances, parfois « anachroniques », « constatées » post optimisation permettent au concepteur, voire même aux concepteurs de différentes disciplines, de « concourir » pour analyser, comprendre, et critiquer parfois (remise en cause du niveau de modèle et/ou de l'optimisation) les résultats obtenus.

En ce sens, les approches type Pareto, qui offrent un ensemble de « bonnes solutions » constituent un outil efficace d'ingénierie concourante, essentiel à l'approche systémique, constituant non pas une fin, mais un début guidant l'analyse et les choix de conception : les analyses que nous avons poussé dans ce chapitre, notamment au travers d'une décomposition par secteur du front de Pareto illustrent bien cette idée.

Un exemple de ces « anachronismes » a consisté à analyser le « pourquoi » de machines à grands entrefers dans le contexte très particulier de la haute vitesse, contexte pour lequel les pertes aérodynamiques et dans les aimants contrebalancent les inconvénients bien connus (fuites magnétiques,...) engendrées classiquement par une telle tendance.

La dernière partie de ce chapitre, concernant la validation par calcul de champ, nous permet d'être confiants vis-à-vis de la pertinence de notre modèle de dimensionnement, aspect essentiel du processus de conception systémique.

Enfin, nous pouvons conclure à l'efficacité de l'approche de conception par optimisation en termes d'objectifs, dans la mesure où elle permet d'entrevoir des gains de masses et/ou de pertes significatifs vis-à-vis de solutions de référence issues de l'expertise.

Chapitre 4

Modélisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

4.1 Introduction au contexte de la modélisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

L'intégration de puissance actuelle dans les systèmes aéronautiques demande à la fois d'intégrer de façon optimale les fonctions de commande, de conversion d'énergie et de filtrage. Il est souhaitable que cette assimilation technologique soit suivie de l'augmentation de l'efficacité énergétique, compacité, haute température, haute tension, diminution des perturbations électromagnétiques, etc. Les précautions de dimensionnement, conséquence d'une puissance embarquée croissante (soulignée dans le **Chapitre 1**) et d'une complexification de l'architecture du système électrique (nouveaux types de charges), deviennent de plus en plus exigeantes. Dans la chaîne de conversion électromécanique de l'« ECS 70 kW », ces précautions doivent respecter les exigences de qualité du réseau de bord, définies par les normes aéronautiques en vigueur.

Vers l'avion plus électrique, la mutation technologique visant à éliminer le réseau pneumatique, le remplaçant par le système « *bleedless* » décrit dans le **Chapitre 1**, passera obligatoirement par l'intégration des systèmes électroniques de puissance. Les systèmes intégrés de puissance à semi-conducteurs prendront donc plus de place dans la masse « avionable ». Pour assurer la qualité du réseau de bord, il s'avère nécessaire que chacun des convertisseurs ait son propre filtre d'entrée. Comme il a été introduit dans le **Chapitre 1**, le respect de la « qualité réseau » est contraint en termes de pollution harmonique maximale admissible du côté réseau HVDC (gabarits normatifs imposés aux équipementiers et aux systémiers aéronautiques). La Fig. 4-1 résume le système concernant l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Dans cette approche locale, la mission de vol est traduite par certaines caractéristiques électriques (fréquence de modulante, indice de modulation, facteur de puissance, etc.) nécessaires à l'intégration des fonctions onduleur de tension, stratégie de commande et filtre d'entrée.

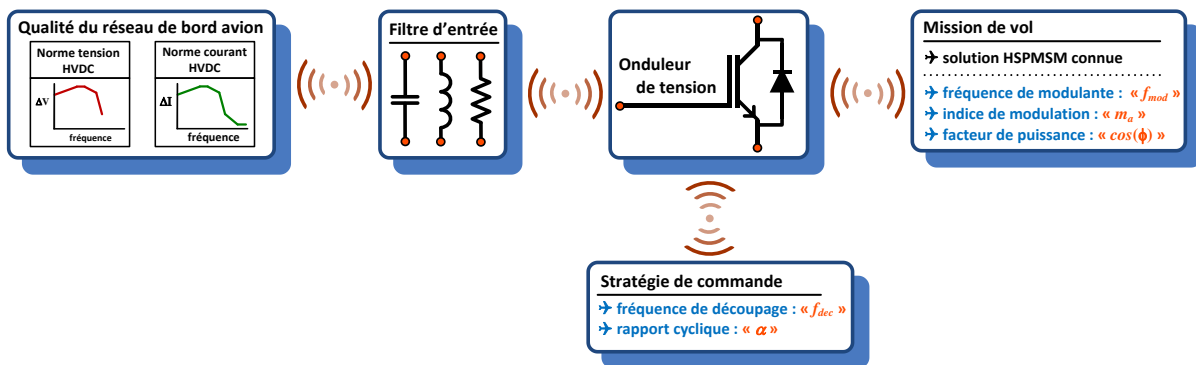


Fig. 4-1 : Schéma illustratif de l'intégration des fonctions convertisseur, commande et filtre d'entrée

Les topologies considérées pour l'onduleur et le filtre d'entrée sont présentées dans ce chapitre. A ce stade, nous supposons connu l'actionneur HSPMSM : les solutions particulières présentées dans le **Chapitre 3**. Le but est donc de dimensionner l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » tout en cherchant :

- ➔ le compromis de minimisation entre la masse et les pertes dissipées par l'ensemble ;
- ➔ satisfaire la qualité du réseau de bord, respectant les normes aéronautiques en vigueur qui limitent les perturbations harmoniques engendrées par la charge « ECS électrique ».

➤ **NB** : cette approche de conception séquentielle est détaillée au **Chapitre 5**. Cependant, une approche globale, couplant l'ensemble des éléments de la chaîne de conversion de puissance (filtre – alimentation – actionneur) au sein d'un boucle d'optimisation unique, est aussi proposée au **Chapitre 6**, mais cette démarche ne remet pas en cause l'approche de modélisation décrite ici.

4.2 Approche « temps-fréquence » couplée vis-à-vis de la qualité réseau

L'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » est caractérisé dans le temps, puis en fréquence (cf. **section 4.2.1**). Le tableau Tab.4-1 présente le paramétrage adopté pour caractériser l'onduleur de tension utilisé dans ce travail et indique la section vers laquelle le lecteur doit se diriger pour avoir plus d'informations.

Paramétrage	Choix utilisé	Voir section
→ topologie	onduleur deux niveaux	4.3.6.1
→ stratégie de modulation MLI	« <i>space vector</i> » [SEI88]	4.3.6.2
→ type de porteuse	triangulaire	4.3.6.3
- résolution	2 ⁹ points par demi-période de découpage	
→ synchronisme	MLI synchrone à rapport « f_{dec}/f_{mod} » entier	
→ nombre de cycles de modulante considéré	Un	
→ type d'échantillonnage	échantillonnage régulier asymétrique [HOL03]	

Tab.4-1 : Paramétrage de l'onduleur de tension et sa commande

« f_{dec} » représente la fréquence de découpage ; « f_{mod} » la fréquence de la modulante (fréquence électrique des points issus de la mission de vol cf. **Chapitre 1**). Pour une solution d'actionneur connue et pour chaque point de fonctionnement, la démarche consiste à générer l'horizon temporel de simulation « vecteur temps » à partir de l'information de la période de modulante « $T_{mod} = 1/f_{mod}$ » et de la résolution de la porteuse adoptée (on considère 512 points par demi période porteuse : cf. **section 4.3.6.3**). En fonction du nombre de cycles adopté (nombre de périodes de modulante), nous définissons donc le nombre total de points (discretisation de la modulante).

Nous ne considérons ici qu'un seul cycle de modulante. En effet, un cycle suffit pour caractériser le régime permanent électrique de l'actionneur en un point de mission donné. Dans notre démarche, adaptée à l'optimisation, ce choix réduit le temps de simulation numérique par point de la mission de vol. La Fig. 4-2 définit l'ensemble des variables traitées par la suite.

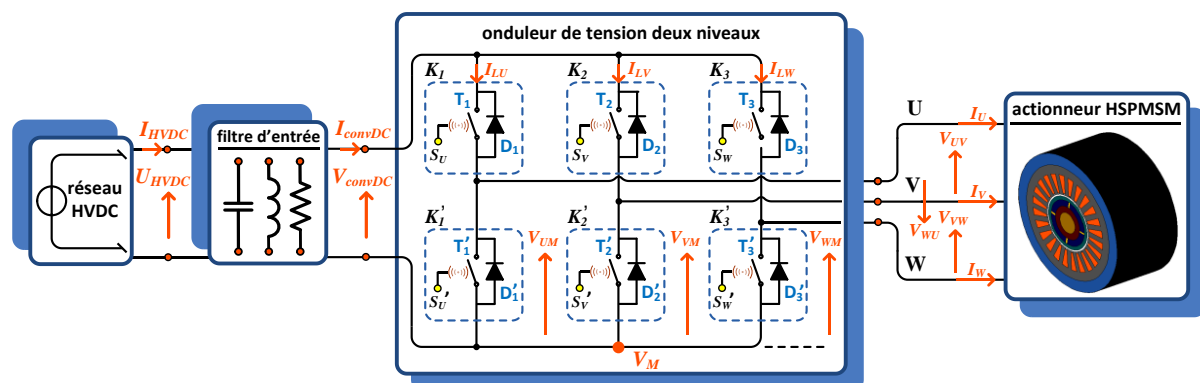


Fig. 4-2 : Schéma des variables traitées dans l'approche « temps-fréquence » de la chaîne « ECS » électrique

La génération des signaux de commande « S_U, S_V, S_W » des bras de l'onduleur est réalisée par comparaison entre la porteuse triangulaire et les signaux modulantes de référence (**section 4.3.6.3**).

Ces derniers sont liés à la stratégie de commande MLI adoptée via l'insertion de la composante homopolaire « V_{NM} » associée (**Annexe M**). Une fois que les signaux de commande MLI sont générés, toutes les tensions instantanées sont connues :

- les tensions de l'onduleur : « V_{UM}, V_{VM}, V_{WM} » ;
- les tensions composées : « V_{UV}, V_{VW}, V_{WU} » ;
- les tensions étoilées : « V_{UN}, V_{VN}, V_{WN} ».

L'étape suivante consiste à déterminer les courants de phase de l'actionneur. Pour une solution d'actionneur donnée, la polarité « p », la résistance statorique « R_S », l'inductance synchrone « L_{SYNC} » et la constante de force contre-électromotrice « K_{FEM} » sont connues. Le calcul des courants de phase est effectué dans le domaine fréquentiel, ce qui nécessite de déterminer les harmoniques de tension onduleur « $V_{XN}(\omega)$ ». Cela permet de prendre en compte les ondulations de courant en sortie de l'onduleur :

$$I_{XN}(\omega) = \frac{V_{XN}(\omega) - EMF_X(\omega)}{R_{SX} + jL_{SYNCX} \cdot \omega} \quad (4-1)$$

« ω » le vecteur des fréquences ; « X » représente les phases de l'actionneur « U, V, W » ; « EMF_X » la force contre-électromotrice (considérée sinusoïdale).

Les courants de phase sont reconstruits en temporel à partir d'une transformation de Fourier inverse. Le courant « I_{convDC} » instantané en entrée de l'onduleur de tension est donc déterminé en temporel, puis en fréquentiel (par transformée de Fourier directe) par la somme des courants des trois bras modulés par les ordres de commutations (cf. 4.3.6.1) :

$$I_{convDC} = I_{LU} + I_{LV} + I_{LW} = S_U \cdot I_{UN} + S_V \cdot I_{VN} + S_W \cdot I_{WN} \quad (4-2)$$

La démarche décrite fait partie d'une étude initialement proposée au sein du laboratoire **LAPLACE**, utilisé dans les travaux de [LES12] et que LIEBHERR-Toulouse Aerospace a fait évoluer dans ses projets de recherche internes il y a environ deux ans. Il s'agit d'une démarche numérique. D'autres solutions proposant directement des équations analytiques caractérisant les amplitudes des harmoniques du courant « I_{convDC} » peuvent aussi être envisagées [ZHA06].

La Fig. 4-3 illustre la démarche décrite.

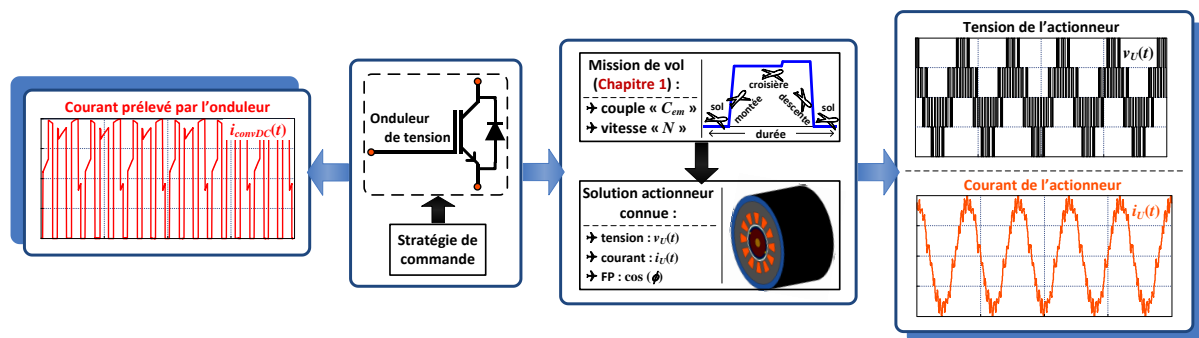


Fig. 4-3 : Synoptique de la démarche utilisée dans la détermination des tensions et courants au sein de l'onduleur de tension

4.2.1 Couplage avec la qualité réseau

Le courant « I_{convDC} » (cf. les figures Fig. 4-2 et Fig. 4-3) étant déterminé, nous pouvons alors dimensionner le filtre d'entrée vis-à-vis de la qualité réseau de façon à satisfaire les gabarits normatifs aéronautiques (cf. **section 4.4.3**). La Fig. 4-4 résume le processus en cinq étapes. Pour une solution d'actionneur donnée, l'impédance de sortie de l'onduleur est connue.

Pour chaque point « i » de la mission de vol, les « caractéristiques mécaniques » (couple et vitesse de l'actionneur) sont traduites par des « caractéristiques électriques » (puissance, indice de modulation et facteur de puissance) (1). Avec la démarche précédemment décrite, le courant prélevé par l'onduleur de tension est déterminé (2). Ces deux premières étapes sont relatives à l'approche temporelle. Pour insérer la qualité réseau dans notre dimensionnement, le passage dans le domaine fréquentiel du courant « I_{convDC} » s'avère nécessaire (3).

Ensuite, pour une solution connue des composants du filtre d'entrée (résistances, inductances et condensateurs), les tensions et courants d'entrée et sortie du filtre sont caractérisés en fréquence (4) par un quadripôle d'impédances (décrit dans la section 4.4.2). Dans cette approche temps-fréquence, le passage dans le domaine « harmonique » permet de positionner les solutions dimensionnées (actionneur haute vitesse, onduleur de tension, stratégie de commande, filtre d'entrée) vis-à-vis des normes de qualité (5).

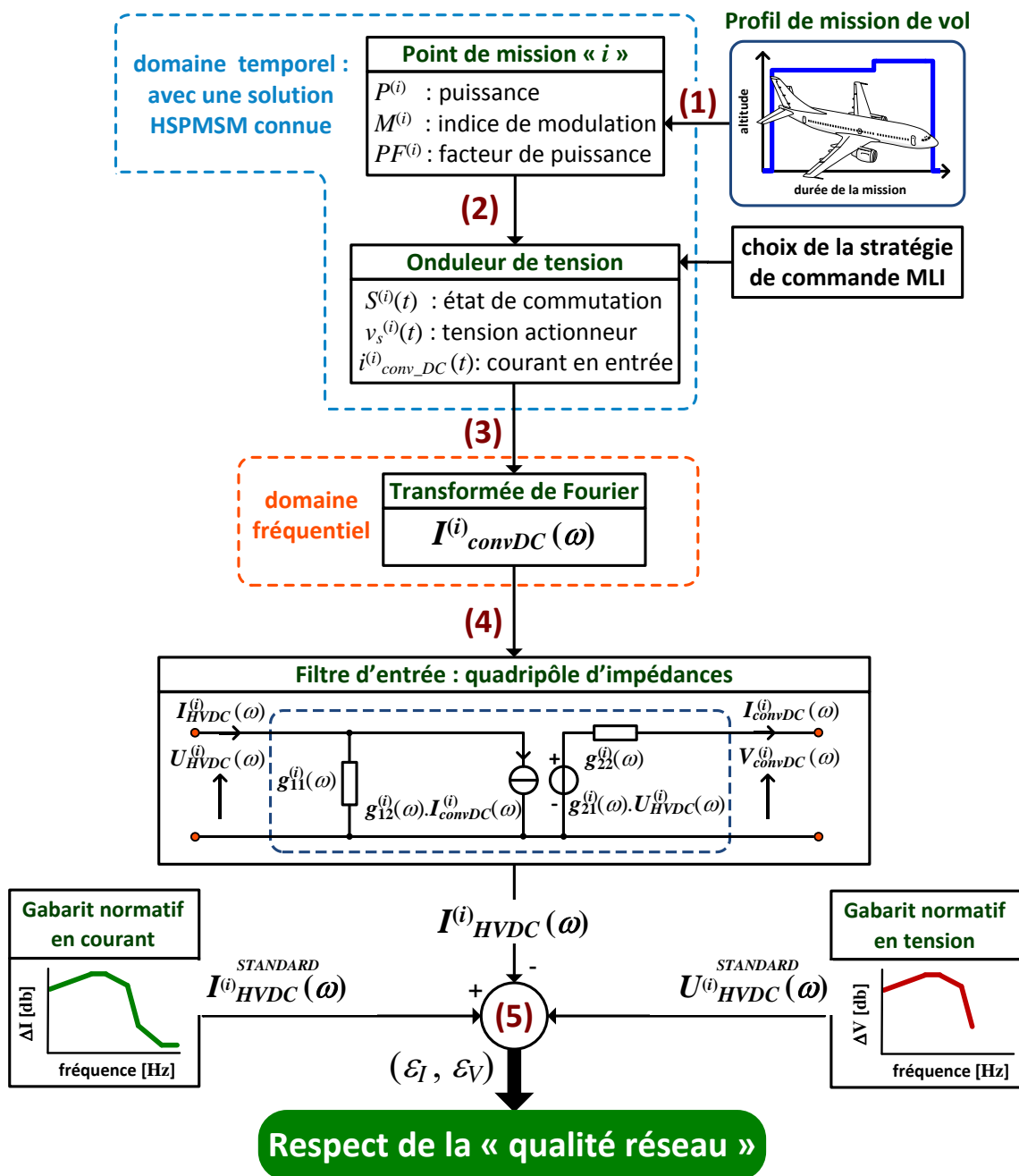


Fig. 4-4 : Illustration du couplage temps-fréquence vis-à-vis de la qualité réseau

Pour illustrer les résultats de ce processus, la Fig. 4-5a présente une solution quelconque de filtre qui respecte la norme [AIRBUS_N24RP0831391] (cf. **section 4.4.3**). La Fig. 4-5b et Fig. 4-5c présentent les régimes établis temporels des variables du quadripôle d'impédances. Dans la **section 4.4.6**, une méthode de visualisation du régime transitoire est présentée.

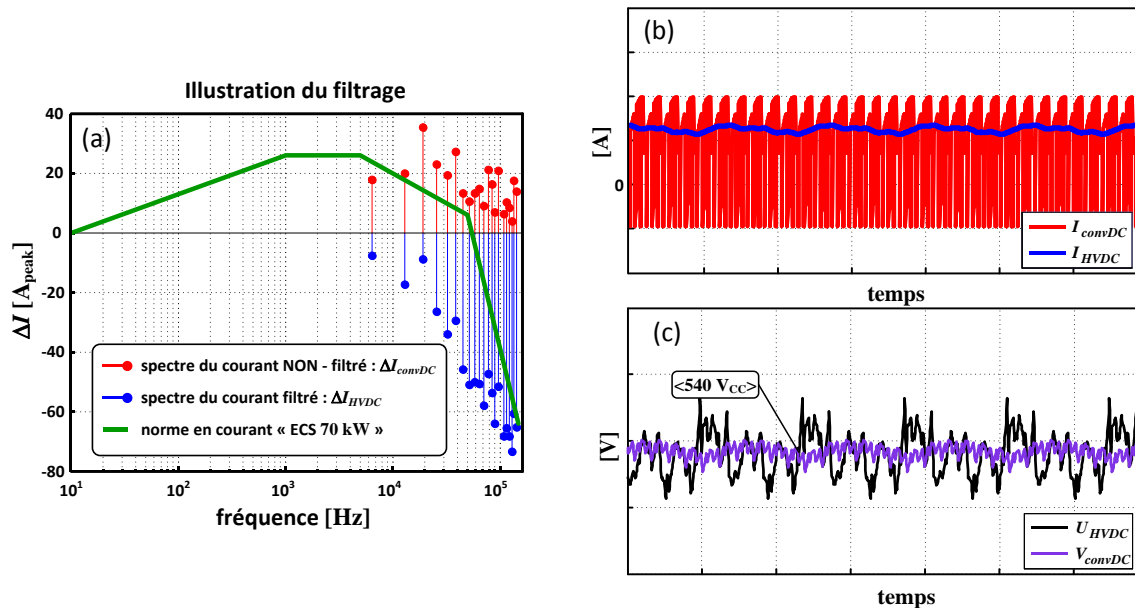


Fig. 4-5 : Illustration du domaine harmonique et temporel des variables du filtre d'entrée

La visualisation (temporelle ou fréquentielle) d'autres variables (par exemple, les courants dans les condensateurs du filtre d'entrée) peut évidemment être observée (résultats du **Chapitre 5**).

4.2.2 Spectre de fréquences considéré

Un aspect important, abordé dans [PIQ06], concerne la « problématique générale de la conversion statique ». Cet aspect met en évidence la précision des modèles à l'échelle fréquentielle. La Fig. 4-6 présente les différentes plages de fréquences mises en jeu vis-à-vis de l'ECS électrique.

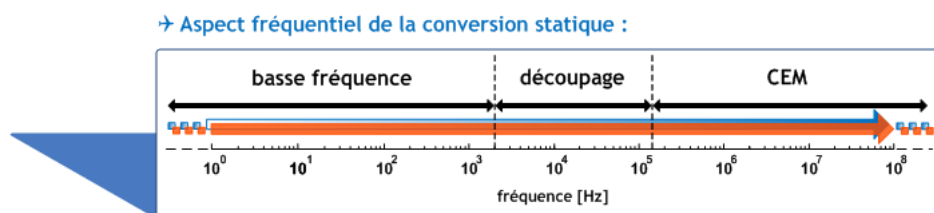


Fig. 4-6 : Aspect fréquentiel mis en jeu dans la conversion statique

Au sein de l'onduleur de tension, cohabitent différents phénomènes liés à la basse fréquence (les niveaux continus, formes d'onde sinusoïdales, trapézoïdales, etc.), au découpage (injection d'harmoniques et modulation particulières améliorant par exemple le rendement de la conversion d'énergie) et au comportement en haute fréquence « HF » (commutation et temps mort, « dV/dt » et « dI/dt », inductances et capacités parasites, CEM, câblage).

Concernant la **basse fréquence** « BF », les vitesses de rotation mécanique de l'actionneur HSPMSM au cours de la mission de vol peuvent générer des fréquences électriques pouvant aller jusqu'à environ 2 kHz (fréquence du fondamental).

Pour la « **BF** », l'approche « modèle moyen » [CUK76] à l'échelle de la période de découpage « T_{dec} » caractérise bien la conversion d'énergie dans laquelle le rapport cyclique « α_i » de chaque cellule constitue la grandeur de réglage disponible [SAN90, PIQ06, BEN09]. La conversion d'énergie aux fréquences comprises de 2 kHz à 150 kHz fait intervenir le concept de « cellule de commutation » [VOR88]. Elle représente la structure de base qui traduit les non-linéarités existantes dans la conversion statique.

Pour le **découpage**, l'approche « modèle instantané » de l'onduleur de tension prend en compte les commutations des interrupteurs, donc les grandeurs instantanées de tension et de courant. Dans cette fenêtre fréquentielle, le modèle instantané représente l'état des cellules de commutation au sein de l'onduleur de tension et permet de regarder les phénomènes harmoniques liés à la commutation des interrupteurs.

A partir de 150 kHz nous rentrons dans le domaine de la **compatibilité électromagnétique** (CEM). Pour l'aéronautique, la norme avionneur DO 160 [DO160D] définit les contraintes du contenu harmonique pour les perturbations de mode commun dans les fréquences comprises entre 150 kHz et 30 MHz, conformément présentée dans le **Chapitre 1**. Notre démarche basée sur une approche instantanée du découpage, se limite à la plage fréquentielle de 2 kHz à 150 kHz. Par la suite, nous nous limitons à cette plage de fréquence et nous négligerons tous les phénomènes pouvant intervenir au-delà de 150 kHz, notamment les aspects liés à la CEM.

4.3 Modélisation analytique de l'onduleur de tension

Dans la chaîne de conversion électromécanique, la fonction onduleur de tension représente le « cœur » du traitement de l'énergie. En effet, il est le responsable de la conversion DC-AC et assure les niveaux de puissance exigés par l'« ECS électrique » au cours de la mission de vol. L'onduleur de tension rend compatible le caractère « source de tension » en entrée (le réseau HVDC) et le caractère « source de courant » en sortie (l'actionneur HSPMSM).

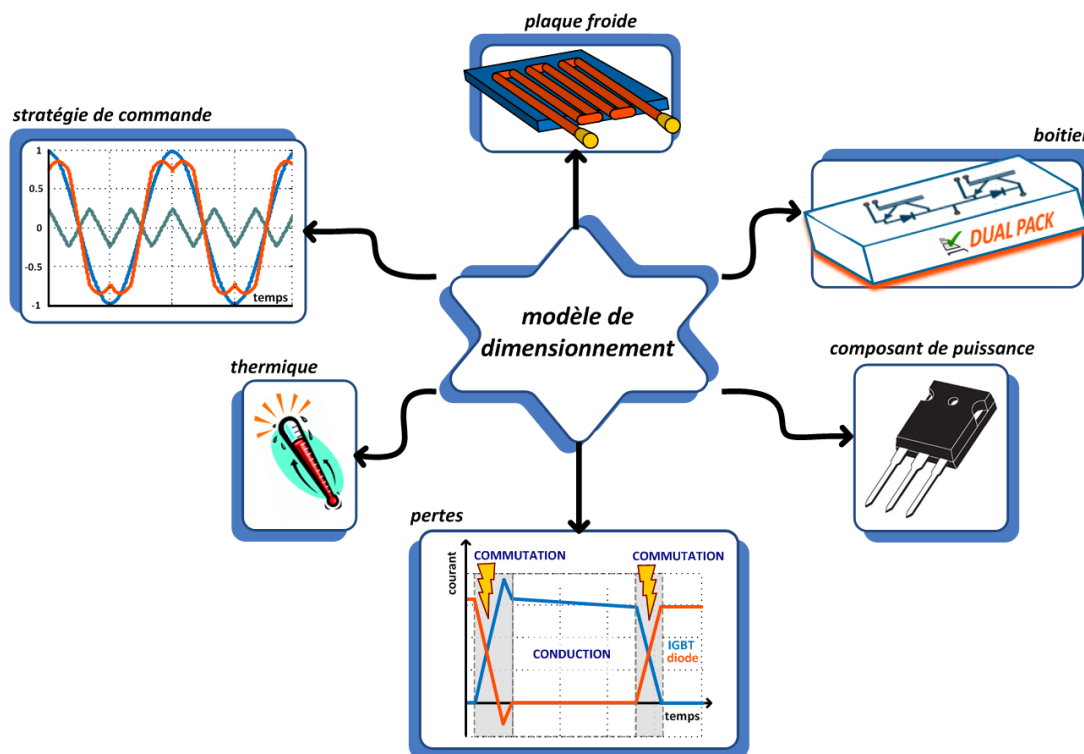


Fig. 4-7 : Modélisation analytique de l'onduleur de tension

Le modèle analytique de l'onduleur de tension doit présenter une formulation des phénomènes physiques. Nous proposons un dimensionnement permettant d'intégrer des couplages intrinsèques associés à certaines fonctions comme le choix du composant de puissance et son boîtier, l'intégration de la stratégie de commande et la fonction refroidissement.

Ce sous-chapitre développe les différentes facettes constituant le modèle multi-physique de l'onduleur de tension pour une conception systémique de la chaîne de conversion électromécanique présentée dans le **Chapitre 1**.

Ce type de modélisation accepte une grande variation des paramètres de dimensionnement et permet la conception de différentes « familles d'onduleurs de tension », pilotés par diverses stratégies MLI, et à des puissances différentes dans les limites de validité des équations préétablies. Il s'agit de poser une formulation mathématique du dimensionnement suffisamment pertinente au regard de la réalité. Cette formulation relie les performances lors de la conception aux exigences demandées par la charge « ECS électrique ». Rappelons que l'objectif est de concevoir un système permettant d'assurer le respect des points de la mission de vol par l'actionneur HSPMSM (intégration de la mission de vol), ce qui impose différents niveaux nécessaires de tensions et courants. Les équations sont bien évidemment adaptées à notre stratégie de conception intégrée par optimisation (CIO) vis-à-vis des objectifs et contraintes définis.

La Fig. 4-7 présente les « briques » du modèle de dimensionnement de l'onduleur. Celui-ci intègre différents phénomènes liés à la commande (type de MLI, contraintes sur les rapports fréquence de découpage/fréquence de modulante, etc.), au composant de puissance (choix du calibre en courant, taille du boîtier, couplage électrothermique, etc.) et au refroidissement (surface d'échange thermique, plaque froide à circulation par liquide caloporteur, etc.).

4.3.1 Modèle du composant de puissance

Les technologies relatives aux composants de puissance sont actuellement en pleine expansion. Les recherches pointues de nos jours, nous mènent vers des matériaux appelés à « large bande interdite » ou « grand gap » : AlN, BN, GaN, GaP, SiC et diamant. L'**Annexe L** présente un résumé de l'état actuel des recherches et donne un comparatif entre les futurs composants à « grand gap » et la technologie éprouvée en Silicium. Malgré cela, nous avons considéré dans notre étude des composants classiques en Silicium car les technologies évoquées précédemment ne sont ni complètement maîtrisées, ni au stade de la commercialisation. Dans notre application, le composant de puissance adopté est donc l'IGBT (transistor bipolaire à grille isolée) [PIT05].

Cette structure réunit sur le même substrat de Silicium les caractéristiques complémentaires d'un transistor bipolaire (à faibles pertes en conduction) et d'un transistor MOSFET (à rapidité de commutation). La commande est faite en tension au niveau de la grille indépendamment du courant circulant dans la partie de puissance du transistor. De plus, l'IGBT autorise un fonctionnement à fréquences de commutation élevées tout en conservant des calibres importants de tension et de courant. Le travail de [TOO10] décrit avec beaucoup de précision l'utilisation du composant de puissance IGBT sous conditions environnementales sévères liées aux applications aéronautiques.

La Fig. 4-8a illustre le composant de puissance. Pour rester cohérent avec les notations courantes dans les catalogues des constructeurs, les éléments « T » et « D » désignent, respectivement, « Transistor IGBT » et « Diode ». Le premier représente l'élément directement commandable et le deuxième la diode mise en antiparallèle assurant la réversibilité en courant. L'ensemble « IGBT + Diode » désigne donc l'interrupteur de puissance.

Pour modéliser le composant de puissance et l'adapter à notre stratégie de conception par optimisation (cf. **Chapitre 5**), nous avons mis en place une démarche par linéarisation du composant. L'ensemble « IGBT + Diode » est modélisé pour avoir un comportement linéaire qui dimensionne l'interrupteur. A calibre de tension donné, l'idée consiste à concevoir un interrupteur « modulable » avec des niveaux acceptables de courants de collecteur « I_C ». Pour ce faire, admettons qu'un interrupteur (cf. Fig. 4-8a) peut être « fragmenté » par un nombre « NC » de composants « k » en parallèle d'IGBTs « T » et de diodes « D » (cf. Fig. 4-8b) : $k \in [k_I, k_{NC}]$.

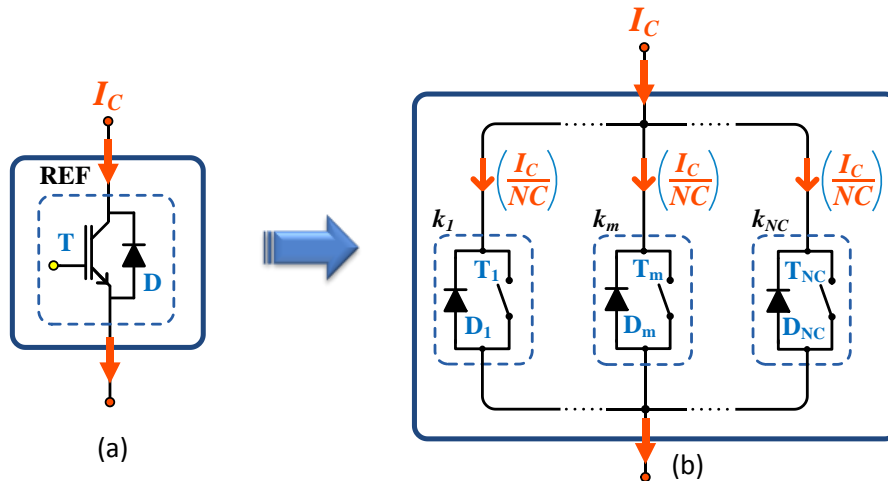


Fig. 4-8 : Démarche adoptée de linéarisation d'un composant de puissance

Dans chaque sous-interrupteur « k_m », il passera donc la fraction « I_C/NC » du courant de collecteur. Par la suite, nous présentons l'impact de premier ordre de cette fragmentation sur les caractéristiques internes : énergétique, électrique et thermique.

4.3.1.1 Impact de la fragmentation sur les énergies de commutation

Le Tab.1-1 présente la nomenclature classique adoptée des énergies de commutation. L'IGBT dissipe de l'énergie à l'amorçage et au blocage. La diode ne dissipe de l'énergie qu'au blocage (phénomène de recouvrement inverse de la diode) : il est donc considéré qu'au changement d'état spontané de blocage à l'amorçage, il n'y a pas d'énergie dissipée.

Fonction ↔	IGBT	DIODE
Amorçage	E_{ON}	« zéro »
Blocage	E_{OFF}	E_{RR}
changement d'état	commandé	spontané

Tab.4-2 : Nomenclatures des différentes énergies de commutation

Les fabricants d'interrupteurs fournissent les courbes d'énergie de commutation à une température de 125 °C en fonction du courant de collecteur (à résistance de grille donnée) ou alors en fonction de la résistance de grille (à courant de collecteur donné). L'autre particularité est que dans les deux cas, les essais sont effectués sous une tension de test, souvent appelée « V_{cc} ».

Dans notre démarche, nous sommes intéressés aux courbes donnant les énergies « E_{ON} , E_{OFF} , E_{RR} » en fonction du courant de collecteur « I_C », admettant donc que la résistance de grille est constante. Classiquement, les courbes d'énergie fournies par les constructeurs sont interpolées par des équations du second degré.

Admettons, par exemple, que les énergies de commutation de l'interrupteur « *REF* » de la Fig. 4-8a sont interpolées par la loi suivante :

$$E_{XX}^{REF} = \left(a_{XX}^{REF} + b_{XX}^{REF} \cdot I_C + c_{XX}^{REF} \cdot I_C^2 \right) \cdot \frac{V_{réel}}{V_{CC}} \quad (4-3)$$

« *XX* » représente respectivement les indices *ON*, *OFF* et *RR* ; « $V_{réel}/V_{CC}$ » représente le facteur d'échelle donnant le rapport entre la tension réelle (concernant l'application envisagée) et la tension test utilisée par le fabricant lors de l'élaboration des courbes « $E_{XX}(I_C)$ ».

Considérant que l'interrupteur de base est fragmenté en « *NC* » composants, l'énergie de chaque « sous-interrupteur » est donnée par :

$$E_{XX}^{k_m} \Big|_{m=1\dots NC} = \left[a_{XX}^{REF} + b_{XX}^{REF} \cdot \left(\frac{I_C}{NC} \right) + c_{XX}^{REF} \cdot \left(\frac{I_C}{NC} \right)^2 \right] \cdot \frac{V_{réel}}{V_{CC}} \quad (4-4)$$

Pour que nous puissions nous ramener à nouveau à un seul interrupteur, il nous faut multiplier les énergies calculées selon (4-4) par le nombre « *NC* » total de fragmentations effectuées :

$$E_{XX} = E_{XX}^{k_m} \cdot NC \quad (4-5)$$

$$E_{XX} = \left(a_{XX} + b_{XX} \cdot I_C + c_{XX} \cdot I_C^2 \right) \cdot \frac{V_{réel}}{V_{CC}} \quad (4-6)$$

Les coefficients d'énergie de l'interrupteur modulé sont donc définis par :

$$a_{XX} = a_{XX}^{REF} \cdot NC \quad ; \quad b_{XX} = b_{XX}^{REF} \quad ; \quad c_{XX} = \frac{c_{XX}^{REF}}{NC} \quad (4-7)$$

4.3.1.2 Impact de la fragmentation sur le circuit électrique équivalent à l'état passant

A l'état passant, l'IGBT et la diode sont modélisés par une source de tension « V_{XX0} » en série avec une résistance « R_{ON_XX} ». L'indice « *XX* » désigne « IGBT » ou « Diode ». L'effet de la fragmentation parallèle donne les relations suivantes liant l'interrupteur modulé équivalent à l'interrupteur du départ « *REF* » (cf. Fig. 4-8a) :

$$V_{XX0} = V_{XX0}^{REF} \quad (\text{chute de tension à l'état passant}) \quad (4-8)$$

$$R_{ON_XX} = \frac{R_{ON_XX}^{REF}}{NC} \quad (\text{résistance de conduction à l'état passant}) \quad (4-9)$$

4.3.1.3 Impact de la fragmentation sur les résistances thermiques

Les catalogues des fabricants fournissent aussi les résistances thermiques « R_{THJC_XX} » entre la jonction et le boîtier dans lequel l'IGBT et la diode sont insérés. L'indice « *XX* » désigne « IGBT » ou « Diode ». L'effet de la fragmentation parallèle donne la relation suivante, liant l'interrupteur modulé équivalent à l'interrupteur du départ « *REF* » (cf. Fig. 4-8a) :

$$R_{THJC_XX} = \frac{R_{THJC_XX}^{REF}}{NC} \quad (4-10)$$

A ce stade, un point doit être souligné. En régime permanent de fonctionnement, les ondulations de la température de jonction (modèle thermique présenté dans la **section 4.3.5**), à l'état passant et pour différents rapports cycliques, sont négligeables pour des fréquences de commutation élevées. En effet, au-delà de 3 kHz, les courbes de « R_{THJC_XX} » sont considérées horizontales en fonction du temps de conduction [PER97, WIL06]. L'utilisation directe des « R_{THJC_XX} » fournies par les catalogues de fabricants est justifiée.

4.3.1.4 Application de la méthode à partir d'un interrupteur de référence

La démarche adoptée concerne donc la fragmentation d'un interrupteur en « NC » sous-interrupteurs. La variable dimensionnante qui va gérer le caractère modulaire de la méthode est le calibre en courant. Nous faisons l'hypothèse que le calibre en courant est directement proportionnel aux tailles des semiconducteurs. Ce degré de liberté permet de moduler la taille du composant et du boîtier, comme indiqué dans la section suivante.

L'interrupteur adopté comme référence est le SEMIKRON « SEMIX553GB128D » [SEMIX553GB128D]. L'Annexe O présente les principales caractéristiques extraites du « *data sheet* » du fabricant. Ce choix repose sur le fait que ce composant a été utilisé dans le prototype de LIEBHERR-Aerospace Toulouse dans le cadre du projet européen « MOET – *More Open Electrical technologies* » décrit dans [CAR09].

Le calibre en courant du composant de référence est « $I_{OP}^{REF} = 380 \text{ A}$ ». La valeur du nombre de composants en parallèle « NC » est donnée par :

$$NC = \frac{I_{OP}}{I_{OP}^{REF}} \quad (4-11)$$

« I_{OP} » représente le calibre en courant du composant équivalent modulé. Nous y reviendrons dans le Chapitre 5 (optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »).

Pour évaluer la pertinence du modèle développé, nous avons pris un total de 47 « *data sheets* » de différents fabricants (SEMIKRON, EUPEC, MICROSEMI et FUJI). La Fig. 4-9 superpose leurs caractéristiques à celles issues de la démarche par une linéarisation du composant de puissance. Les résultats superposés montrent la pertinence du modèle linéaire de premier ordre développé et fournissent de bonnes tendances de dimensionnement avec un ordre de grandeur satisfaisant.

Du point de vue des énergies de commutation « E_{ON}, E_{OFF}, E_{RR} », la figure Fig. 4-10 trace leur évolution en fonction des variations du courant de collecteur à calibre donné. Pour de forts niveaux de courant de collecteur « I_C » transitant au sein du composant de puissance, le calibre en courant « I_{OP} » est inversement proportionnel à l'énergie de commutation.

Autrement dit, avec le caractère parabolique de la fonction utilisée, les interrupteurs de plus fort calibre sont ceux avec le moins de pertes. C'est un constat classique. D'autre part, on remarque que l'évolution de la surface de « E_{RR} » est linéaire. Ceci s'explique du fait que la composante « C_{RR} » du composant de référence, liée au carré du courant de collecteur, est nulle.

Nous observons aussi que pour des calibres supérieurs à « $I_{OP} \sim 200 \text{ A}$ », à iso-courant de collecteur « I_C », les énergies (surtout « E_{ON} et E_{OFF} ») ne présentent pas de variations importantes. Ce résultat montre que, pour des niveaux de courant « I_C » connus, surdimensionner le composant de puissance n'apportera pas de gains importants sur l'énergie totale dissipée.

Cette démarche de linéarisation de l'interrupteur s'inscrit parfaitement dans un contexte d'intégration de puissance où l'on souhaite dimensionner au plus juste les composants au regard des calibres tension-courant et des contraintes thermiques.

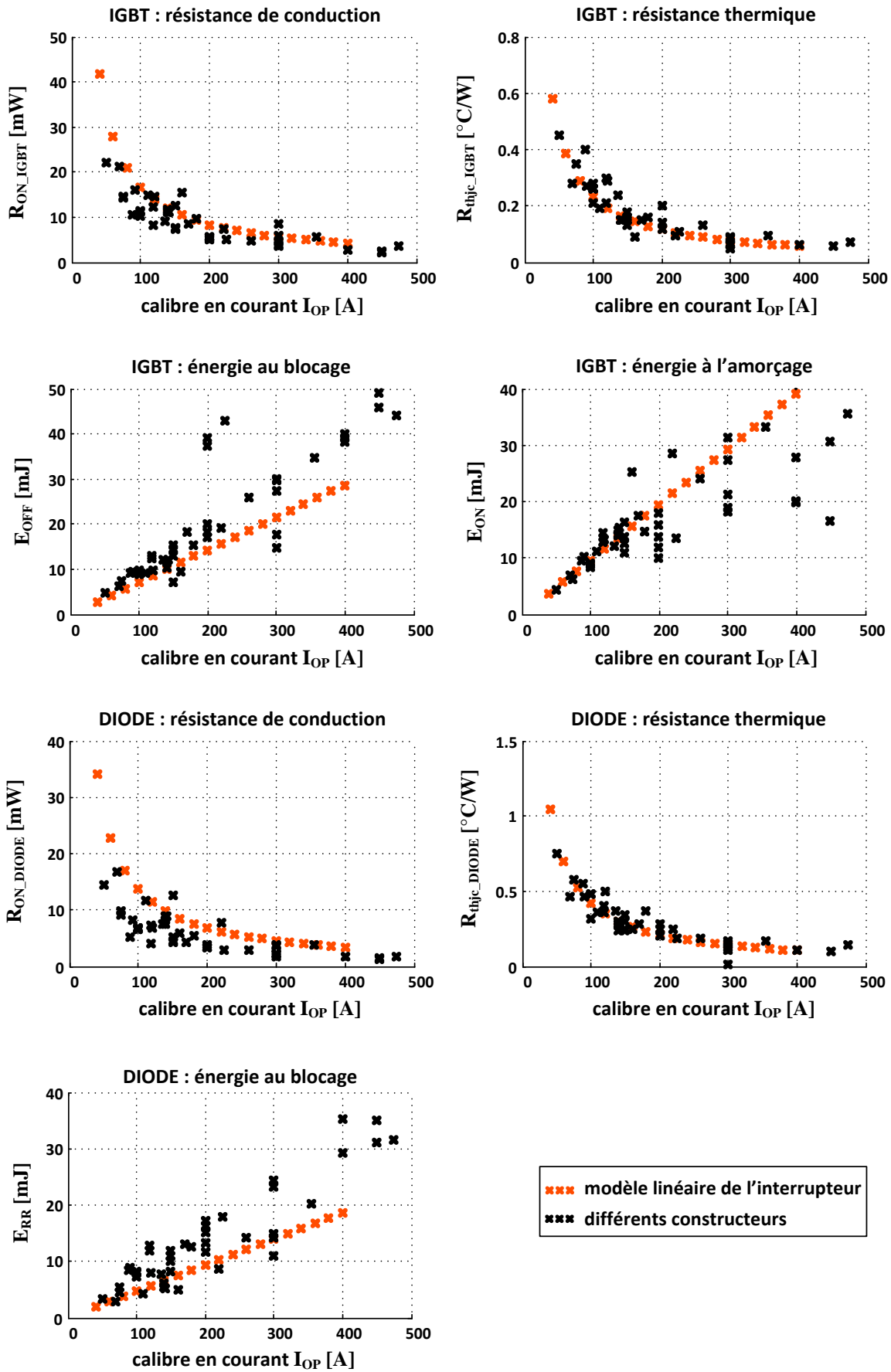


Fig. 4-9 : Impact de la linéarisation sur les énergies de commutation

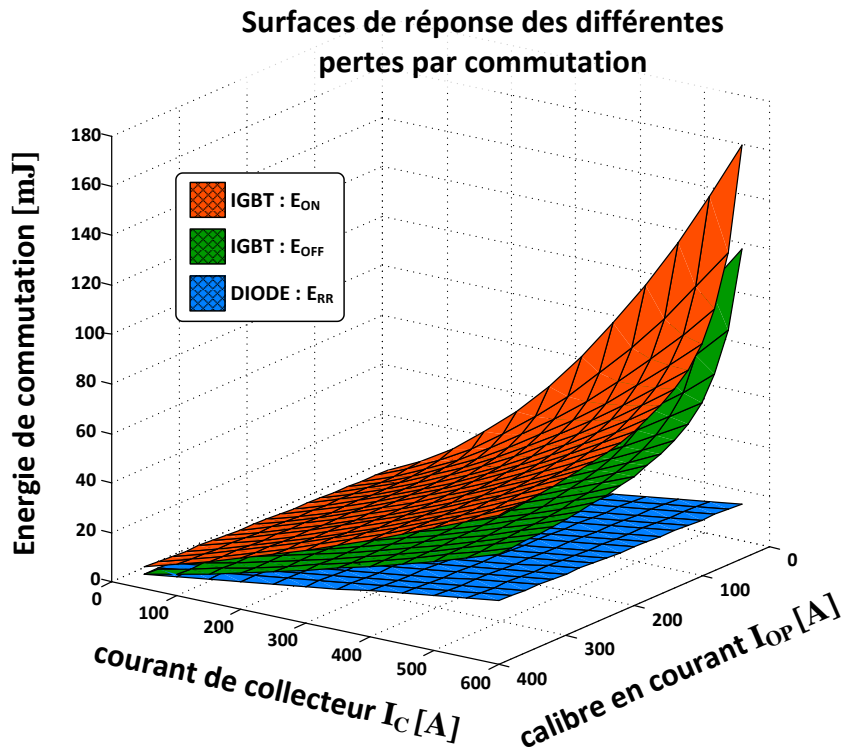


Fig. 4-10 : Variation du courant de collecteur « I_C », du calibre en courant « I_{OP} » et des énergies de commutation « E_{XX} »

4.3.2 Modèle du boîtier du module de puissance

Le boîtier, en plus de contenir les composants de puissance, définit la surface d'échange par laquelle la chaleur des pertes dissipées par les interrupteurs sera transférée vers l'extérieur. L'intérêt de modéliser le boîtier est donc très attaché à son refroidissement.

Nous reviendrons sur ce point dans la **section 4.3.4**. La figure Fig. 4-11 vulgarise le concept d'un boîtier caractérisé par un nombre « NI » d'interrupteurs de calibre en courant « I_{OP} » formant un nombre « K » de bras : $K \in [K_1, K_n]$. Le boîtier est aussi caractérisé par une surface rectangulaire de longueur « l_{PACK} », de largeur « ω_{PACK} » et de masse « M_{PACK} ».

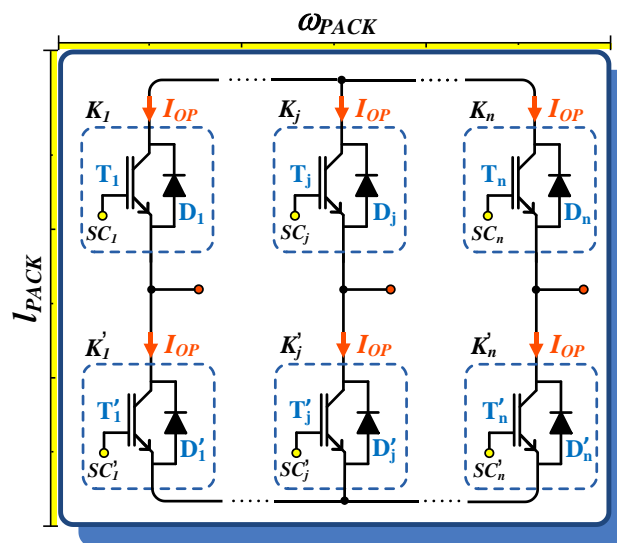


Fig. 4-11 : Généralisation des éléments d'un module de puissance

A calibre en courant donné, les caractéristiques d'un boîtier (surface, résistance de conduction thermique à l'interface boîtier/dissipateur, masse, etc.) changent selon la technologie propre au constructeur. De plus, le nombre de bras contenus à l'intérieur peut changer aussi.

Un boîtier avec un bras « $NI = 2$ » est appelé « *dual pack* », un boîtier avec deux bras « $NI = 4$ » est appelé « *four pack* », un boîtier avec trois bras « $NI = 6$ » est appelé « *six pack* ».

4.3.2.1 Démarche de dimensionnement : application à partir d'un boîtier de référence

Nous appliquons le principe utilisé dans la démarche de dimensionnement du composant de puissance présenté dans la **section 4.3.1**. L'idée est de se ramener à une surface équivalente d'un seul composant de puissance à partir d'une référence. Ensuite, la surface totale du module peut être estimée en multipliant par le nombre d'interrupteurs « NI » désiré pour concevoir par exemple, un module type « *dual pack* », « *four pack* », « *sixpack* », etc.

4.3.2.2 Impact de la fragmentation sur la surface du boîtier

La surface du boîtier « *dual pack* » de référence [SEMIX553GB128D] (cf. **Annexe O**) est donnée par :

$$S_{PACK}^{REF} = I_{PACK}^{REF} \cdot \omega_{PACK}^{REF} \quad (4-12)$$

La surface du boîtier modulé équivalent ramenée à un seul interrupteur est donc exprimée par :

$$S_{PACK} = \frac{NC}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot S_{PACK}^{REF} \quad (4-13)$$

4.3.2.3 Impact de la fragmentation sur la masse du boîtier

L'effet de la fragmentation de la surface du boîtier donne la relation suivante, liant la masse de l'interrupteur modulé à la masse de l'interrupteur du départ :

$$M_{PACK} = \frac{NC}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot M_{PACK}^{REF} \quad (4-14)$$

4.3.2.4 Impact de la fragmentation sur la résistance thermique à l'interface boîtier/dissipateur

Les catalogues des fabricants fournissent aussi les résistances de conduction thermique « R_{TH_BD} » à l'interface entre le boîtier et le dissipateur sur lequel le module de puissance est assemblé. L'effet de la fragmentation donne la relation suivante liant la résistance thermique de l'interrupteur modulé à la résistance thermique de l'interrupteur du départ :

$$R_{TH_BD} = \frac{R_{TH_BD}^{REF}}{NI_{PACK}^{REF}} \cdot \frac{S_{PACK}^{REF}}{S_{PACK}^{MOD}} = \frac{R_{TH_BD}^{REF}}{NC} \quad (4-15)$$

4.3.2.5 Application de la méthode

Similairement à la **section 4.3.1**, pour évaluer la pertinence du modèle de similitude, nous avons pris les données des mêmes 47 fabricants. La Fig. 4-12 superpose les surfaces de chaque fabricant ramenées à l'équivalent d'un seul composant avec le modèle « linéarisé » du boîtier.

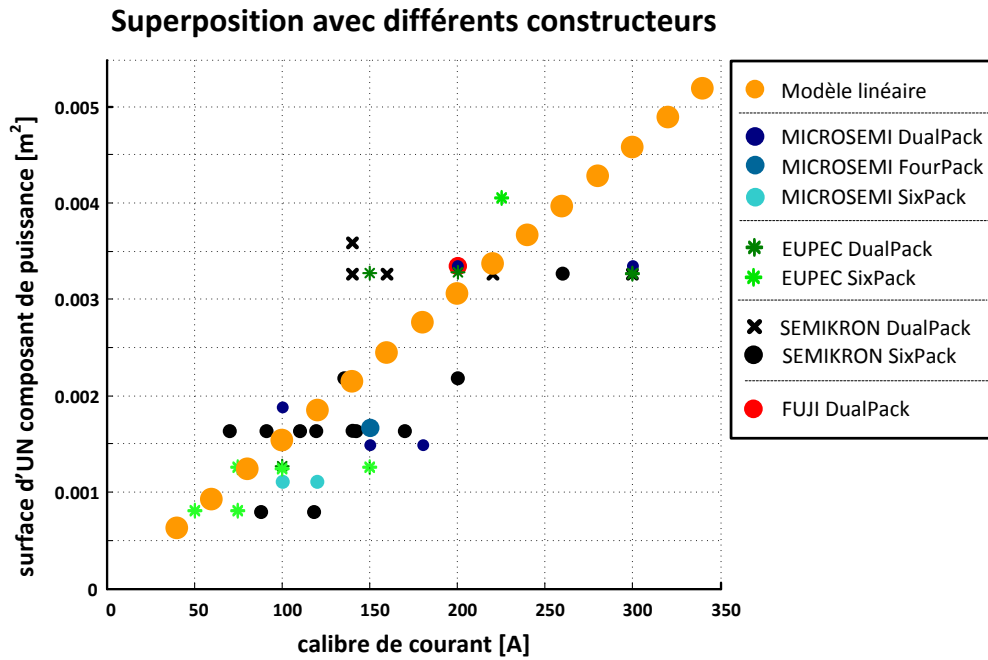


Fig. 4-12 : Surface de boîtier des différents constructeurs ramenée à la surface équivalente d'un seul interrupteur

Nous constatons que pour un même fabricant, différents calibres en courant peuvent être utilisés dans un même boîtier. Cela reste sans doute une problématique de la modélisation. Nous considérons que notre démarche est généralisée et ne peut pas être limitée à un seul type de fabricant. Dans cette voie, nous avons moyenné par calibre de courant les surfaces de la Fig. 4-12. La tendance de cette linéarisation est présentée figure Fig. 4-13.

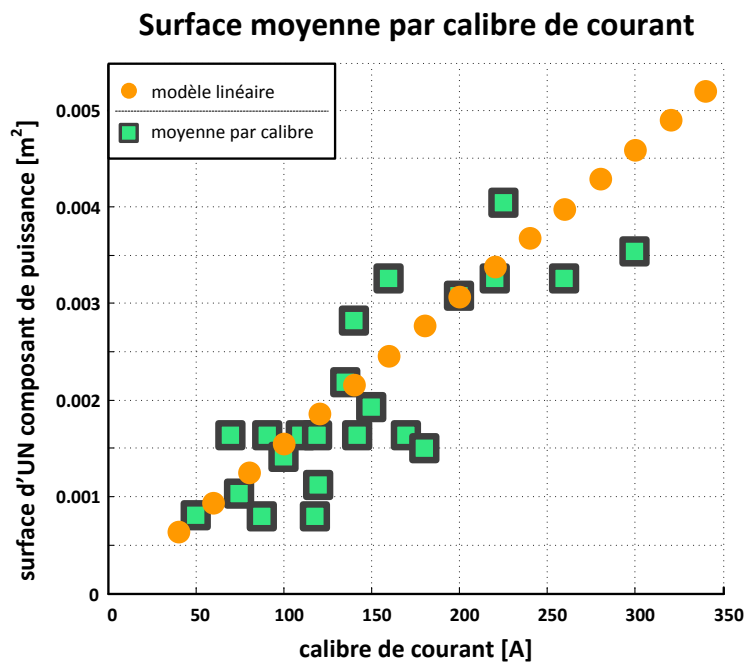


Fig. 4-13 : Surfaces d'un interrupteur équivalent moyennées par calibre de courant des différents fabricants

4.3.3 Modèle de pertes

Les niveaux de puissance commutables transitant dans les « ECS électriques » sont élevés « ~ 70 kW » et nous envisageons un fonctionnement à haute fréquence de commutation « $f_{dec} > 10$ kHz ». Par conséquent les densités de puissance et de flux de chaleur des composants sont importantes. Les causes de la chaleur sont liées aux pertes des semi-conducteurs, classiquement réparties dans les pertes par conduction « P_{COND} » et par commutation « P_{COM} ».

La Fig. 4-14 présente la circulation du courant d'un bras d'onduleur, vis-à-vis du signe du courant de charge « $i_U(t)$ ».

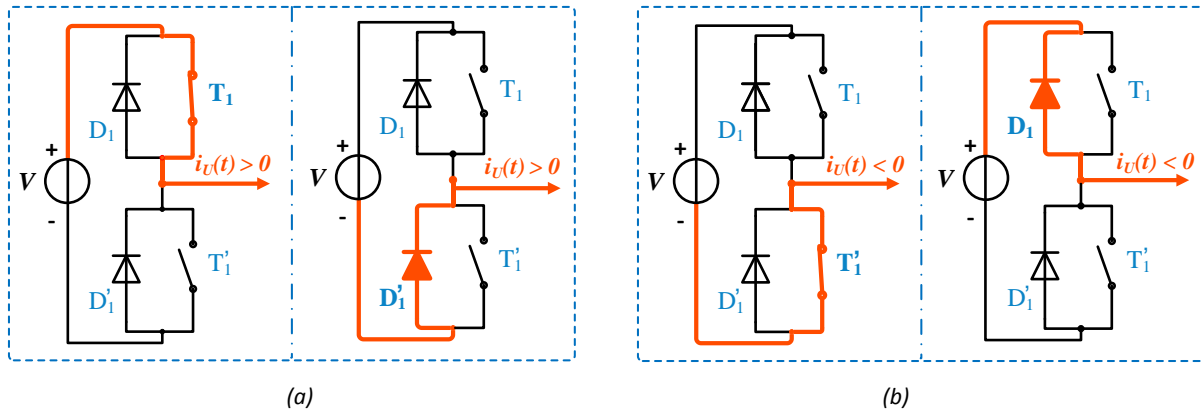


Fig. 4-14 : Circulation de courant selon les modes de conduction

Notre approche est basée sur le calcul des pertes instantanées sur une période temporelle du fondamental « T_{mod} » des courants de phase de l'actionneur « I_X ». Dans le cas triphasé « X » représente les trois phases « $X = U, V, W$ ».

Le tableau Tab.4-3 résume le fonctionnement en fonction du signe de « $i_U(t)$ ».

$i_U(t)$	élément en conduction			
	T_1	D_1	T_1'	D_1'
positif	✓	✗	✗	✓
négatif	✗	✓	✓	✗

Tab.4-3 : Éléments en conduction fonction du signe du courant de charge

Pour un point de fonctionnement donné, « T_{mod} » représente la période électrique relative à la vitesse de rotation de l'actionneur. Du point de vue de la commande, « T_{mod} » représente aussi la période de la modulante (cf. **section 4.3.6**).

4.3.3.1 Pertes par conduction

Nous considérons qu'à l'état passant, l'IGBT et la diode en antiparallèle sont modélisés par une source de tension « V_{XX0} » en série avec une résistance « R_{ON_XX} » cf. **section 4.3.1**. L'indice « XX » désigne « IGBT » ou « Diode ». Pendant la conduction de chaque élément, les pertes instantanées sont données par :

$$P_{COND}^{XX}(t) = V_{XX0} \cdot i_U(t) + R_{ON_XX} \cdot [i_U(t)]^2 \quad (4-16)$$

Les pertes totales par conduction d'un interrupteur (IGBT + diode antiparallèle) sur une période « T_{mod} » sont donc la somme de toutes les pertes dissipées aux instants dans lesquels la conduction a eu lieu :

$$P_{COND}^{TOTAL} = \sum_{T_{COND}^{IGBT}} P_{COND}^{IGBT} + \sum_{T_{COND}^{DIODE}} P_{COND}^{DIODE} \quad (4-17)$$

où « T_{COND}^{IGBT} » et « T_{COND}^{DIODE} » représentent, respectivement, la durée de conduction de l'IGBT et de la diode sur la période de la modulante « T_{mod} ».

4.3.3.2 Pertes par commutation

Le calcul des pertes par commutation passent par l'estimation des énergies dissipées lors de l'amorçage et du blocage des éléments. Sur une période électrique « T_{mod} », lors d'une commutation d'un élément, l'énergie dissipée est estimée par :

→ à l'amorçage :

$$E_{COM}^{IGBT}(t) = a_{ON} + b_{ON} \cdot i_X(t) + c_{ON} \cdot [i_X(t)]^2 \quad (4-18)$$

→ au blocage :

$$E_{COM}^{IGBT}(t) = a_{OFF} + b_{OFF} \cdot i_X(t) + c_{OFF} \cdot [i_X(t)]^2 \quad (4-19)$$

$$E_{COM}^{DIODE}(t) = a_{RR} + b_{RR} \cdot i_X(t) + c_{RR} \cdot [i_X(t)]^2 \quad (4-20)$$

« X » représente les trois phases « $X = U, V, W$ ». L'énergie totale dissipée par commutation d'un interrupteur (IGBT + diode antiparallèle) sur une période « T_{mod} » est donnée par :

$$E_{COM}^{TOTAL} = \sum_{T_{AMORCAGE}^{IGBT}} E_{COM}^{IGBT} + \sum_{T_{BLOPAGE}^{IGBT}} E_{COM}^{IGBT} + \sum_{T_{BLOPAGE}^{DIODE}} E_{COM}^{DIODE} \quad (4-21)$$

où « $T_{AMORCAGE}^{IGBT}$ », « $T_{BLOPAGE}^{IGBT}$ », représentent les durées de commutation (amorçage et blocage) de l'IGBT et « $T_{BLOPAGE}^{DIODE}$ » désigne la durée de commutation (blocage) de la diode sur la période de la modulante « T_{mod} ». Les pertes totales dissipées par commutation sur une période « T_{mod} » sont données par :

$$P_{COM}^{TOTAL} = \frac{E_{COM}^{TOTAL}}{T_{mod}} \quad (4-22)$$

4.3.3.3 Pertes totales par bras

En admettant que les interrupteurs du haut (T_1, D_1) et du bas (T_1', D_1') ont des caractéristiques similaires (électriques, énergies de commutation, etc.) et que sur toute une période de la modulante « T_{mod} » la cellule de commutation (bras d'onduleur) est opérationnelle et bien évidemment complémentaire, les pertes totales sont exprimées par :

$$P_{BRAS}^{TOTAL} = 2 \cdot (P_{COND}^{TOTAL} + P_{COM}^{TOTAL}) \quad (4-23)$$

où « T_{mod} » est équivalente à la somme de tous les instants pour lesquels les pertes sont calculées :

$$T_{mod} = 2 \cdot (T_{COND}^{IGBT} + T_{COND}^{DIODE} + T_{AMORCAGE}^{IGBT} + T_{BLOPAGE}^{IGBT} + T_{BLOPAGE}^{DIODE}) \quad (4-24)$$

4.3.3.4 Application de la méthode : détection des états de conduction et de commutation

La Fig. 4-15 généralise la méthode décrite. La variable « S_U » (idem pour « S_V » et « S_W ») caractérise les instants auxquels les interrupteurs sont en régime de conduction et détecte aussi les instants de commutation. La figure Fig. 4-16 résume les cas possibles dans le calcul des pertes et spécifie quel élément agit à un instant donné en fonction du signe du courant de charge « $i_U(t)$ » et de l'état de la variable « $S_U(t)$ ». En fonction du signe du courant de charge « $i_U(t)$ », le calcul des pertes par conduction se fait sur les plateaux, lorsque « $S_U(t) = 1$ » et les pertes par commutation sur les fronts montants et descendants de « $S_U(t+\delta t) - S_U(t) = \pm 1$ ». Certaines remarques concernant la méthode adoptée doivent être précisées, notamment en ce qui concerne :

- **la généricité du modèle** : certaines stratégies de commande d'onduleur étant difficilement représentables à l'aide d'équations analytiques, l'intérêt d'une approche numérique temporelle permet d'effectuer le calcul de pertes indépendamment de la stratégie de commande choisie (cf. **Annexe M**). De plus, ce type de calcul s'adapte facilement à tout type de structure de conversion statique, DC-AC, mais aussi AC-AC, multicellulaire série ou parallèle ;
- **les ondulations de courant** : comme observé dans la figure Fig. 4-15, le modèle des pertes de l'onduleur considère l'effet de l'ondulation de courant à la fréquence de découpage : les pertes harmoniques sont donc prises en compte ;
- **le point de fonctionnement considéré** : les niveaux des pertes varient en fonction des points de fonctionnement au cours de la mission de vol, chaque point étant caractérisé par une certaine période de modulante « $T_{mod}^{(i)}$ ». Sur la figure Fig. 4-15, « i » représente l'indice de l' i -ème point de la mission de vol.

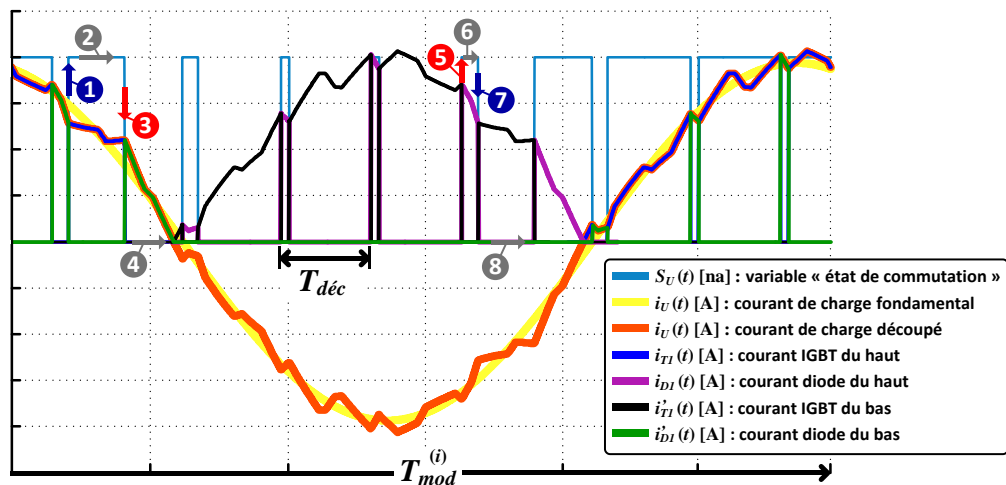


Fig. 4-15 : Visualisation de la conduction et de la commutation d'un bras onduleur sur une période de modulante

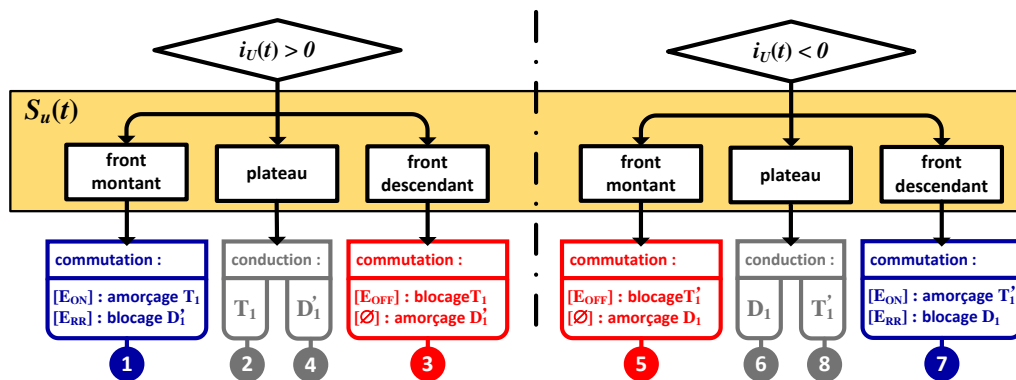


Fig. 4-16 : Synoptique de calcul des pertes onduleur

4.3.4 Refroidissement

Pour assurer le bon comportement thermique, les composants de puissance doivent fonctionner à des valeurs de températures acceptables. Comme souligné précédemment, notre choix étant restreint aux composants en Silicium. Il faut donc tenir compte de ces limites thermiques.

Dans notre modélisation thermique, présentée dans la **section 4.3.5**, nous intégrons le circuit thermique du composant de puissance pour assurer et valider son fonctionnement. La prise en compte des contraintes thermiques a pour objectif de vérifier que la température du Silicium reste en dessous d'une valeur maximale fixée à 125 °C. Elle correspond aux contraintes en termes de durée de vie/fiabilité du composant.

L'amélioration des performances des composants de puissance est suivie d'une augmentation de la densité des pertes thermiques. Compte tenu de cette augmentation, il est pertinent d'aborder la gestion de la thermique [MEN10], soit le refroidissement des composants de puissances considérés. Les principaux moyens de refroidissement en électronique de puissance sont les dissipateurs à air (en convection naturelle ou forcée) et les boucles de refroidissement utilisant un liquide de refroidissement aussi appelé fluide caloporteur.

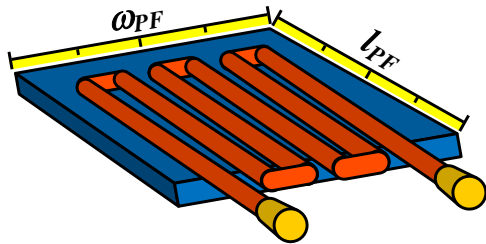
Un refroidissement liquide est parfois impératifs dans les systèmes avions. Dans notre cas, les niveaux de puissance requis au cours de la mission de vol par l'« ECS électrique » demandent des résistances thermiques de dissipateur « $R_{dissip} < 0.1 \text{ °C/W}$ ». Cela représente la résistance nécessaire à la dissipation des pertes pour maintenir la température de jonction faible afin d'augmenter le rendement des composants de puissance et leur durée de vie.

Pour atteindre ces niveaux de « R_{dissip} », un refroidissement à air (en convection naturelle ou forcée) n'est plus envisageable. Le passage du refroidissement à air au refroidissement liquide est indispensable. Ce changement permet de réduire le poids du dissipateur et la consommation d'énergie tout en augmentant la fiabilité de l'équipement [LYTRON]. Notre choix s'est donc porté sur le refroidissement liquide via l'utilisation des plaques froides. Pour la gestion thermique, comparée au refroidissement à air, cette solution est très satisfaisante et permet d'augmenter les densités de flux à évacuer. Autrement dit, elle autorise une augmentation de la puissance commutable de l'électronique de puissance.

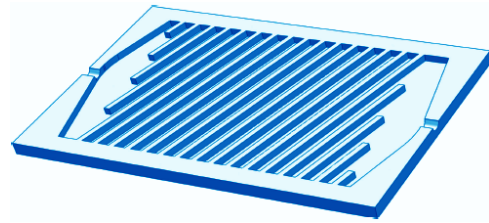
Les constructeurs fournissent la relation entre le débit du fluide et l'évolution de la résistance thermique du dissipateur « R_{dissip} ». Dans le cas spécifique des plaques froides, nous adoptons le terme « R_{TH_PF} » pour désigner sa résistance thermique. Les performances des plaques froides sont évaluées en fonction des pertes de charge (chute de pression entraînée par la géométrie du circuit hydraulique) et de leurs contraintes thermiques et hydrauliques, comme par exemple le débit du fluide caloporteur, le régime d'écoulement, etc.

Plusieurs constructeurs sont aujourd'hui sur le marché des plaques froides : Lytron, Dau, Webra, Ferraz Shawmut, MaxQtechnology, Wakefeild, etc. Pour notre modélisation, nous considérons les caractéristiques du constructeur [LYTRON]. Parmi les liquides de refroidissement, l'eau a d'excellentes propriétés de transfert thermique dans son état liquide. Cependant, vu les conditions d'environnement auxquelles l'onduleur de tension peut être soumis [LAA09, TOO10] (en référence à la norme l'ADB 100), la gamme de température peut varier de -55°C à 150 °C.

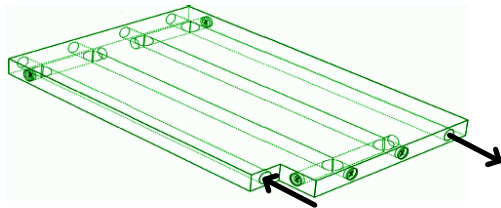
L'article [KAN09] présente et classe les différentes technologies de plaques froides utilisées en électronique de puissance (cf. Fig. 4-17).



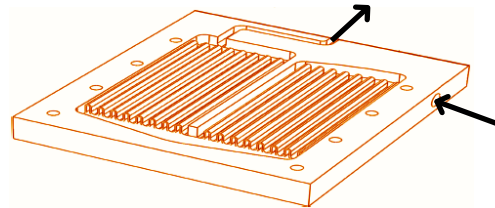
(a) Type FTCP : Formed Tube Cold Plate – tubes en cuivre ou acier inoxydable insérés à une plaque en aluminium



(b) Type MCCP : Machined Channel Cold Plates – tuyaux de quelques millimètres usinés



(c) Type DDCP : Deep Drilled Cold Plate : circuit hydraulique directement usiné



(d) Type PFCP : Pocketed Folded-Fin Cold Plates – plaques à ailettes

Fig. 4-17 : Différentes technologies de plaque froide utilisées en électronique de puissance

Dès lors, il est préférable d'utiliser d'autres liquides caloporteurs tels que les solutions d'EGW (éthylène-glycol et d'eau), de l'huile, de la PAO (polyalphaoléfine), des fluides diélectriques (par exemple le Fluorinert), etc. Même si l'utilisation de PAO est courante dans l'aérospatiale et les applications militaires [LYTRON], notre choix s'est porté sur le mélange d'EGW.

EGW, dans le jargon appelé « eau glycolée », est un mélange antigel généralement à base de glycol. Ce mélange augmente la viscosité et attribue au liquide résultant les propriétés capables d'assurer la fonction de refroidissement sur toute la plage de température au cours de différents points de fonctionnement de la mission de vol. De plus, l'EGW apporte une protection contre la corrosion que ne peut pas assurer l'eau seule. Par contre, il faut savoir que l'insertion du glycol détériore les propriétés de transfert thermique de l'eau.

Par exemple, un mélange EGW 50/50 (50 % d'eau et 50% de glycol) est environ quatre fois plus visqueux avec une conductivité thermique environ 30 % réduite par rapport à l'eau seule. La conductivité thermique du glycol est proportionnelle à la quantité d'eau présente dans le mélange.

Le tableau Tab.4-4 présente les différentes caractéristiques et propriétés selon la concentration de glycol présent dans le mélange [WIL06, GLYCOL].

	[%] d'éthylène glycol	Point de congélation T_{PC} [°C]	Capacité thermique $*C_p$ [J/kg°C]	Densité volumique $*\rho$ [kg/m ³]	Conductivité thermique $*\lambda$ [W/m°C]
Eau pure	0	0	4.184	998	0.59
EGW 20/80	20	-8	3.817	1023	0.57
EGW 40/60	40	-25	3.470	1052	0.45
EGW 50/50	50	-37	3.283	1064	0.39

Tab.4-4 : Caractéristiques et propriétés de mélanges d' « eau glycolée » (*caractéristiques à 20 °C et 1 ATM)

4.3.4.1 La boucle de refroidissement

La Fig. 4-18 illustre le principe de refroidissement à fluide caloporteur utilisé pour refroidir les composants de puissance. Le principe consiste en un circuit fermé et hermétique muni d'une pompe [LEV09]. Cette dernière fait circuler de façon continue le liquide caloporteur entre la plaque froide et un système de refroidissement externe par échangeur fluide (air) et ventilateur. Au passage, le liquide caloporteur absorbe la chaleur produite par les boîtiers de puissance et la cède à l'échangeur.

Dans notre modélisation, nous ne considérerons que la plaque froide dans notre dimensionnement. Le dimensionnement de la pompe et de l'échangeur ne sont pas considérés. Nous faisons donc l'hypothèse que la température du fluide de refroidissement en entrée « T_{IN} » de la plaque froide est de 50 °C. Ce choix est fait par simplification du problème. La température de sortie « T_{OUT} » est calculée en fonction des pertes dissipées (cf. modèle thermique de la section 4.3.5).

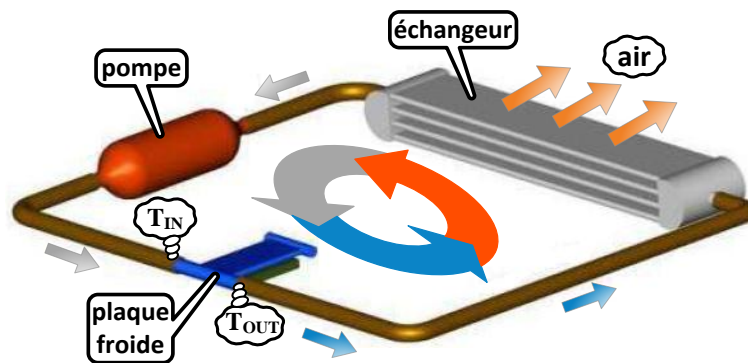


Fig. 4-18 : Illustration de la boucle de refroidissement en électronique de puissance

Pour plus d'informations à propos de ce sujet, nous invitons le lecteur à se référer à [WIL06, LEV09, TAW11]. En particulier, le travail de [TAW11] illustre le dimensionnement des éléments d'un système de refroidissement pour l'électronique de puissance. L'étude considère l'alliage de Gallium (un métal liquide) comme liquide caloporteur.

4.3.4.2 Démarche de dimensionnement : similitude à partir d'une plaque froide de référence

La plaque froide choisie est du type « FTCP » dont la technologie est la plus simple parmi celles présentées sur la figure Fig. 4-17. Elle permet d'obtenir des résistances thermiques assez faibles tout en minimisant les contraintes hydrauliques en termes de pertes de charge [KAN09]. Les caractéristiques du liquide caloporteur choisi sont celles de l'EGW (20/80) cf. Tab.4-4. Du fabricant Lytron [LYTRON], la plaque froide retenue pour notre modélisation est la « CP10 – 12'' x 3.5'' – 4 pass ». Les données de référence sont présentées dans l'Annexe P.

4.3.4.3 Surface de la plaque froide

La surface de la plaque de référence est donnée par :

$$S_{PF}^{REF} = I_{PF}^{REF} \cdot \omega_{PF}^{REF} \quad (4-25)$$

La surface de la plaque froide « modulée » doit être au moins égale à la surface des modules de puissance pour dégager la chaleur issue des pertes dissipées par l'onduleur de tension. Nous avons supposé que la surface de la plaque froide était au moins de 20 % supérieure à celle des modules de puissances.

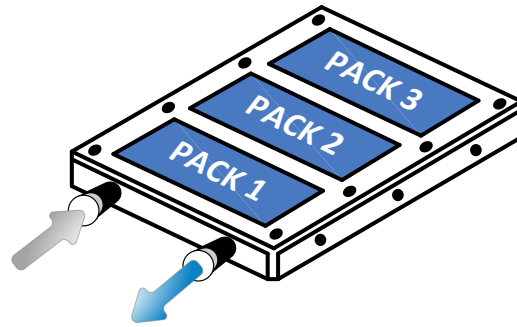


Fig. 4-19 : Exemple d'une plaque froide avec trois boîtiers

La Fig. 4-19 illustre un exemple fictif d'une plaque froide avec trois boîtiers. Les 20 % prennent donc en compte la surface en plus des surfaces de l'ensemble des boîtiers (pack « i »). D'une façon généralisée, la surface de la plaque froide modulée équivalente est donc donnée par :

$$S_{PF} = 1.2 S_{PACK} NP \quad (4-26)$$

« S_{PACK} » représente la surface d'un boîtier cf. **section 4.3.2.2** ; « NP » représente le nombre de boîtiers utilisés.

4.3.4.4 Masse de la masse froide

La masse de la plaque froide est estimée par la relation suivante :

$$M_{PF} = \frac{S_{PF}}{S_{PF}^{REF}} \cdot M_{PF}^{REF} \quad (4-27)$$

« M_{PF}^{REF} » représente la masse de la plaque froide de référence.

4.3.4.5 Résistance de conduction thermique de la plaque froide

Les catalogues des fabricants fournissent les résistances de conduction thermique « R_{TH_PF} » de la plaque froide en fonction du débit du liquide caloporteur « Q ». Dans notre cas, la valeur de débit choisie est de « $Q \sim 5$ l/min ». La résistance de conduction thermique de la plaque froide est donc estimée par :

$$R_{TH_PF} = \frac{S_{PF}^{REF}}{S_{PF}} \cdot R_{TH_PF}^{REF} \Big|_{Q=5l/min} \quad (4-28)$$

4.3.4.6 Application de la méthode

La figure Fig. 4-20 présente les caractéristiques de masse et de résistance de conduction thermique de la plaque froide en fonction de la surface suite à l'application de la méthode décrite.

4.3.5 Modèle thermique

Au vu du degré d'optimisation poussé vers l'augmentation du rapport puissance/masse, l'onduleur de tension est sans doute tributaire des contraintes thermiques et du système de refroidissement liquide par plaque froide (cf. **section 4.3.4**). Dans cette même section, les limites thermiques du Silicium ont été présentées.

En plus de contraintes physiques intrinsèques au composant de puissance pour éviter sa destruction, les niveaux de températures affectent les performances vis-à-vis de la fiabilité et de la sûreté de fonctionnement.

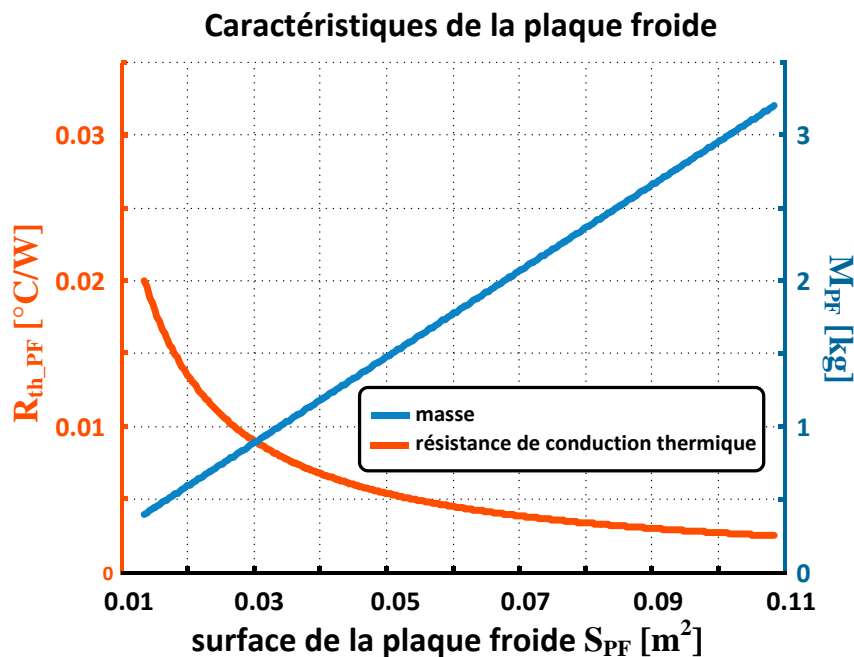


Fig. 4-20 : Caractéristiques de la plaque froide utilisée dans le refroidissement d'onduleur

En électronique de puissance, le problème thermique des composants est sans doute très dimensionnant. En effet, la thermique est très attachée à la durée de vie des semi-conducteurs. Un bon dimensionnement thermique garantit :

- à court et moyen terme : fragilité réduite (résistance mécanique élevée au niveau des connexions internes cf. **Annexe L**) du point de vue d'un fonctionnement en surcharge ;
- à long terme : un ralentissement du vieillissement du composant de puissance ainsi qu'une augmentation de l'endurance vis-à-vis des soudures internes (fils de liaison).

D'un point de vue électrique, au sein de l'interrupteur de puissance, le courant de collecteur de l'IGBT ou de la diode antiparallèle est limité par la température. Autrement dit, le calibre en courant d'un composant de puissance est contraint par la valeur maximale de température de la jonction « T_{jMAX} ». Vu des bornes, la température de jonction n'est pas accessible, donc elle ne peut pas être mesurée. Un moyen indirect possible passe via les données de résistance de conduction thermique de l'interface jonction-boîtier « R_{THJC_XX} » et des pertes dissipées « P_{XX} ». L'indice « XX » désigne « IGBT » ou « Diode ».

Dans un contexte d'optimisation, la prise en compte des couplages thermo-énergétiques est donc primordiale. Le comportement thermique de l'onduleur de tension est caractérisé par un modèle représenté par le « réseau analogue » cf. Fig. 4-21 (par analogie avec un réseau électrique où : « $T = R_{TH} \cdot P_X$ ») :

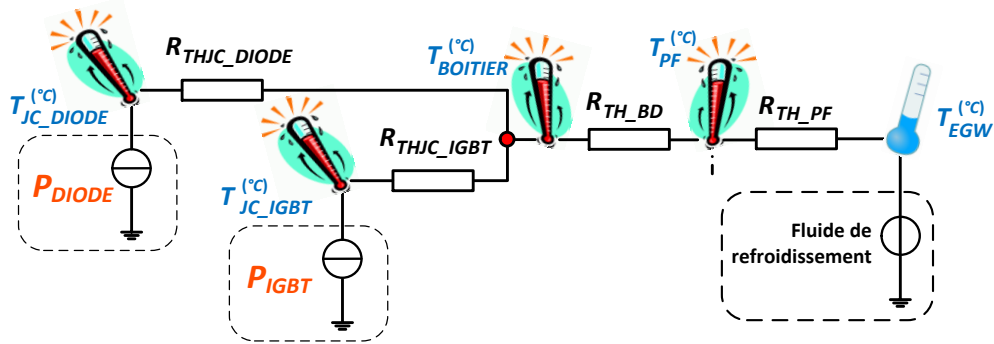


Fig. 4-21 : Modèle thermique du composant (IGBT + diode antiparallèle) en régime établi : composants du réseau analogue

Le refroidissement est effectué par une plaque froide avec un liquide de refroidissement type EGW20/80 (section 4.3.4). Les températures surveillées via les contraintes d'optimisation sont les températures de boîtier « $T_{BOITIER}$ », de l'IGBT « T_{IGBT} » et de la diode « T_{DIODE} » :

$$T_{BOITIER} = R_{TH_BD} \cdot P_{OND}^{TOTAL} + T_{PF} \quad (4-29)$$

$$T_{IGBT} = R_{THJC_IGBT} \cdot P_{IGBT}^{TOTAL} + T_{BOITIER} \quad (4-30)$$

$$T_{DIODE} = R_{THJC_DIODE} \cdot P_{DIODE}^{TOTAL} + T_{BOITIER} \quad (4-31)$$

« T_{PF} » représente la température de la plaque froide et « T_{EGW} » (sur la Fig. 4-21) représente la température de l'eau glycolée (voir section 4.3.5.1).

Le Tab.4-5 résume les résistances thermiques du circuit analogue :

Élément	Résistance thermique
R_{THJC_IGBT}	conduction à l'interface jonction-boîtier
R_{THJC_DIODE}	conduction à l'interface jonction-boîtier
R_{TH_BD}	contact entre le boîtier et la plaque froide
R_{TH_PF}	conduction de la plaque froide

Tab.4-5 : Résistances thermiques du réseau analogue

Le réseau analogue (cf. Fig. 4-21) présenté représente donc le comportement thermique de l'interrupteur en régime quasi statique (modèle équivalent type 'R'), nous ne considérons donc pas un modèle thermique dynamique (avec capacités thermiques). Nous admettons que les constantes thermiques des semi-conducteurs sont suffisamment faibles (ordre de millisecondes) par rapport aux durées par point de la mission de vol. Considérant maintenant le régime permanent (à point de mission donné), nous considérons qu'à l'état passant, l'« inertie thermique » de la jonction n'a pas d'oscillations. Cette considération est justifiée par le fait que, pour des fréquences de commutation supérieures à 3 kHz, les résistances de conduction thermique « R_{THJC_XX} » sont prises comme constantes. Autrement dit, la température maximale de jonction sur une période de découpage correspond aussi à sa propre valeur moyenne.

Concernant l'interface entre le boîtier et la plaque froide, nous ne considérons pas non plus la dynamique de température. Avec cette hypothèse, nous nous plaçons donc sur un pire cas dans lequel nous considérons déjà être à la température du régime permanent du point considéré. Deux « couches » sont prises en compte : une couche correspondant à la conduction thermique de l'interface et une couche équivalente à la conduction thermique au sein de la plaque froide. Pour plus d'informations sur le refroidissement des onduleurs voir [WIL06].

4.3.5.1 Température de la plaque froide « T_{PF} »

L'approche du modèle thermique consiste à estimer les températures du circuit par point de la mission de vol. Dans la **section 4.3.4**, concernant la boucle de refroidissement, nous avons précisé que nous considérons une température d'entrée de la plaque froide de « $T_{IN} = 50\text{ °C}$ ». L'élévation de la température du liquide caloporteur en sortie « T_{OUT} » de la plaque froide est calculée par :

$$\Delta T_{EGW} = T_{OUT} - T_{IN} = \frac{P_{OND}^{TOTAL}}{\rho_{XX} \cdot Q_{XX} \cdot C_{pXX}} \quad (4-32)$$

où « ρ_{XX} », « Q_{XX} » et « C_{pXX} » représentent respectivement, la densité volumique, le débit et la capacité thermique du liquide caloporteur considéré. Dans notre cas, « XX » est l'EGW (20/80) cf. Tab.4-4 et « P_{OND}^{TOTAL} » sont les pertes de l'onduleur à point de fonctionnement donné.

Nous considérons la température du liquide caloporteur par une température moyennée par l'élévation « ΔT_{EGW} » :

$$T_{EGW} = T_{IN} + \frac{\Delta T_{EGW}}{2} \quad (4-33)$$

La température de la plaque froide est donc déterminée :

$$T_{PF} = R_{TH_PF} \cdot P_{OND}^{TOTAL} + T_{EGW} \quad (4-34)$$

4.3.5.2 Type de boîtier et nombre de bras considérés

Notre démarche par optimisation considère le cas d'un « simple onduleur » (trois bras) alimentant un actionneur type « simple étoile » (présenté dans la **section 4.3.6**). La méthode développée peut bien évidemment être appliquée à d'autres structures, notamment la structure « duplex » développée par LIEBHERR-Toulouse Aerospace dans le cadre du projet « MOET » présentée en [CAR09].

Physiquement, chaque bras correspond à un module de puissance. Tous les interrupteurs de puissance à l'intérieur des boîtiers sont supposés identiques. Autrement dit, tous les interrupteurs ont les mêmes caractéristiques électrothermiques et les mêmes niveaux de températures.

Cette hypothèse simplifie le problème et, considérant un système triphasé équilibré, le calcul des pertes totales est effectué en ne considérant qu'un bras d'onduleur par la relation suivante :

$$P_{OND}^{TOTAL} = 3 \cdot P_{OND}^{BRAS} \quad (4-35)$$

La Fig. 4-22 présente le circuit thermique total considéré dans les travaux de cette thèse.

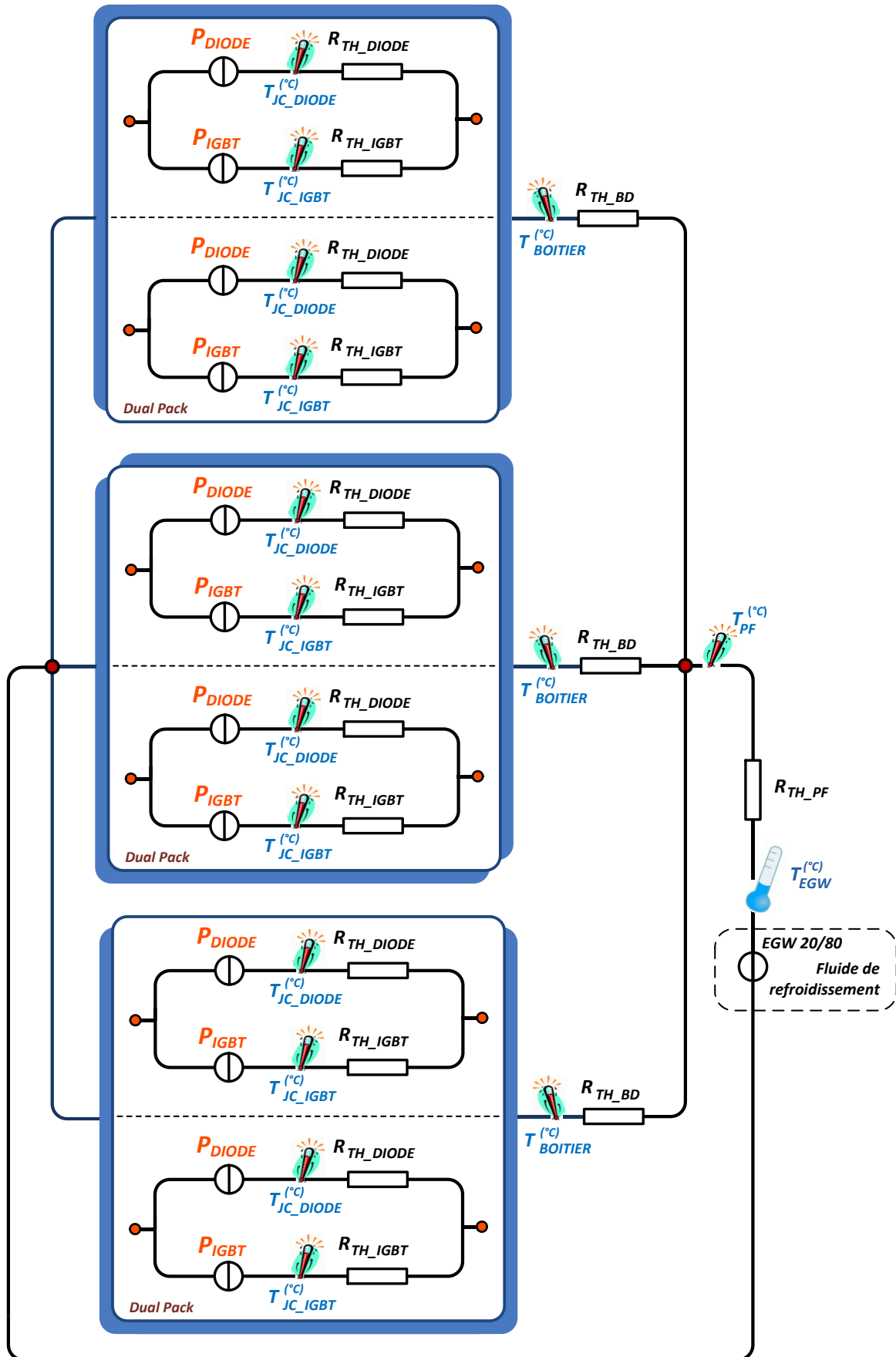


Fig. 4-22 : Circuit thermique complet : trois boîtiers type « dual pack » refroidis par une plaque froide d'« eau glycolée »

4.3.6 Stratégie de commande en MLI

L'entraînement de l'actionneur HSPMSM dans l'application « ECS électrique » fait partie du groupe de charges triphasées qui nécessitent d'une alimentation de tension variable à fréquence variable. La forme d'onde sinusoïdale des courants des phases est issue de la variation sinusoïdale des motifs de commutation utilisant des stratégies de commande en modulation de largeur d'impulsion (MLI). Nous précisons que la stratégie de commande MLI de l'onduleur diffère de la méthode de pilotage de l'actionneur : elle en constitue la « commande rapprochée ».

A une solution d'actionneur donnée, la commande de l'onduleur est définie par certains critères relatifs au dimensionnement du convertisseur (niveaux de tensions moyennes de phase, ondulations des courants de phase, etc.). Le pilotage de l'actionneur assure la gestion des points de la mission de vol dans le plan couple/vitesse (faisabilité des points, génération des courants de référence, fonctionnement en zone à couple par Ampère maximum, saturée ou défluxée, etc.) : à ce niveau, on considère la commande MLI comme parfaite, c'est-à-dire qu'on assimile tensions instantanées en sortie d'onduleur identiques aux références (tensions modulantes).

4.3.6.1 Equations de l'onduleur « deux niveaux »

Dans les travaux présentés dans cette thèse, même si la modularité du modèle implanté de l'onduleur de tension (composant de puissance, module de puissance et refroidissement) est adaptable à différentes topologies d'onduleur existantes, nous avons opté pour la topologie la plus « simple » et industriellement la plus utilisée : l'onduleur de tension deux-niveaux alimentant un actionneur HSPMSM simple étoile (cf. Fig. 4-23). Notre intérêt repose en effet plutôt sur la démarche de conception, qui peut bien évidemment être étendue dans une étape ultérieure du travail développé dans cette thèse, à d'autres structures d'onduleur déjà codées et résumées dans l'Annexe Q.

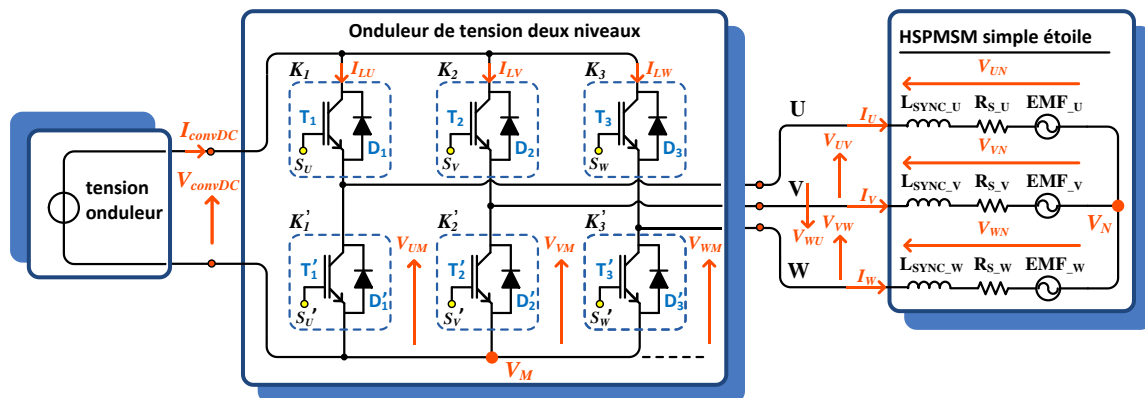


Fig. 4-23 : Onduleur triphasé « deux-niveaux » : structure classique

☑ Tensions onduleur : « V_{UM}, V_{VM}, V_{WM} »

Une cellule de commutation « i », composée par deux interrupteurs « K_i, K_i' » est commandée de façon complémentaire « S_i, S_i' ». Les tensions de l'onduleur « V_{1M}, V_{2M}, V_{3M} » sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{UM} \\ V_{VM} \\ V_{WM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{bmatrix} \cdot V_{convDC} \quad (4-36)$$

« V_{convDC} » représente la tension du bus continu alimentant l'onduleur de tension ; les signaux de commande « S_U, S_V, S_W », par simplification de modélisation adoptent des valeurs binaires 0 ou 1.

En pratique, ces signaux correspondent aux états de conduction dans la cellule de commutation compte tenu du signe du courant de bras et des signaux de commande relatifs aux niveaux de tensions « V_{GS} » appliquées à la grille de chaque IGBT.

☑ **Tensions composées : « V_{UW}, V_{VW}, V_{WU} »**

Les tensions composées en fonction des tensions de l'onduleur peuvent être exprimées par la matrice circulante « \mathbf{A} » :

$$\begin{bmatrix} V_{UV} \\ V_{VW} \\ V_{WU} \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} V_{UM} \\ V_{VM} \\ V_{WM} \end{bmatrix} = V_{convDC} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{bmatrix} \quad (4-37)$$

☑ **Tensions étoilées : « V_{UN}, V_{VN}, V_{WN} »**

Les tensions étoilées sont données par les différences de potentiel entre les tensions de l'onduleur et de la composante homopolaire « V_{NM} ». Cette dernière étant la différence entre le potentiel du neutre « V_N » de l'actionneur et le potentiel de masse « V_M » de l'onduleur.

$$\begin{bmatrix} V_{UN} \\ V_{VN} \\ V_{WN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{UM} \\ V_{VM} \\ V_{WM} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_{NM} \\ V_{NM} \\ V_{NM} \end{bmatrix} \quad (4-38)$$

Considérant un système triphasé équilibré, la somme des tensions étoilées étant nulle, la relation entre ces dernières et « V_{NM} » est facilement retrouvée :

$$V_{UN} + V_{VN} + V_{WN} = 0 \quad (4-39)$$

$$V_{UM} + V_{VM} + V_{WM} = 3 \cdot V_{NM} \quad (4-40)$$

Finalement, une formulation plus intéressante et classique des tensions étoilées est présentée par la matrice circulante « \mathbf{B} » :

$$\begin{bmatrix} V_{UN} \\ V_{VN} \\ V_{WN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \mathbf{B} \cdot \begin{bmatrix} V_{UM} \\ V_{VM} \\ V_{WM} \end{bmatrix} = \frac{V_{convDC}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_U \\ S_V \\ S_W \end{bmatrix} \quad (4-41)$$

☑ **Courants des bras de l'onduleur « I_{LU}, I_{LV}, I_{LW} » et courant total côté continu « I_{convDC} »**

A une solution d'actionneur donnée, pour caractériser les niveaux des courants étoilés, les courants des bras de l'onduleur et du courant total côté continu (DC) peuvent être exprimés par :

$$\begin{bmatrix} I_{LU} \\ I_{LV} \\ I_{LW} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_U & 0 & 0 \\ 0 & S_V & 0 \\ 0 & 0 & S_W \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{UN} \\ I_{VN} \\ I_{WN} \end{bmatrix} \quad (4-42)$$

$$I_{convDC} = I_{LU} + I_{LV} + I_{LW} \quad (4-43)$$

4.3.6.2 Stratégie de commande de l'onduleur de tension : SVPWM « Space Vector »

Nous avons opté pour la technique appelée SVPWM « *Space Vector Pulse Width Modulation* » ou encore stratégie barycentrique [BRO88, SEI88, OGA89]. Même si elle n'est pas la plus adaptée pour la minimisation de pertes du convertisseur, il est reconnu dans la littérature que la SVPWM offre un bon compromis vis-à-vis de la minimisation des harmoniques de courant et du couple pulsatoire [JEN93, BER97, CAP02, HOL03].

De plus, par le biais de la surmodulation, elle permet d'atteindre des indices de modulation élevés (extension de la zone linéaire en tension). L'Annexe N caractérise la stratégie de commande « SVPWM » et résume la génération des signaux de commande de l'onduleur de tension.

Dans notre démarche, le fonctionnement surmodulé est très important. En effet, c'est la condition pour atteindre les points de la mission de vol en régime de défluxage de l'actionneur (cf. Chapitre 2). A titre comparatif, l'amplitude des fondamentaux des tensions simples dans l'actionneur est théoriquement d'environ 15 % (rapport $2/\sqrt{3}$) supérieure à celles d'une MLI sinusoïdale (SPWM).

En réalité, l'extension maximale de la zone linéaire est établie pour une valeur maximale de l'indice de modulation :

$$m_{aMAX} = (2 \cdot \alpha_{MAX} - 1) \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (4-44)$$

« α_{MAX} » représente le rapport cyclique maximal qui prend en compte le temps mort « t_d » des interrupteurs de puissance

$$\alpha_{MAX} = 1 - \frac{t_d}{T_{dec}} \quad (4-45)$$

Par exemple, avec un rapport cyclique maximal de « $\alpha_{MAX} = 0.94$ », l'indice de modulation maximal autorisé est de « $m_{aMAX} \sim 1.02$ ». Dans ce cas, pour une valeur de bus continu de 540 V, les tensions étoilées délivrées par l'onduleur sont d'une amplitude maximale d'environ 275 V.

4.3.6.3 Porteuse, synchronisme, échantillonnage des modulantes et signaux de commande

En ce qui concerne la commande, une problématique due aux aspects de la haute vitesse est liée aux faibles rapports entre la fréquence de découpage et les fréquences électriques de rotation de l'actionneur (fréquence des modulantes).

Rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence de modulante

Dans l'application de l'« ECS électrique », la plage de variation envisagée de la fréquence de découpage étant entre « $10 \text{ kHz} \leq f_{dec} \leq 20 \text{ kHz}$ », différentes combinaisons des rapports « f_{dec}/f_{mod} » sont possibles en fonction du nombre de paires de pôles de l'actionneur.

La figure Fig. 4-24a présente l'évolution de ce rapport en fonction des fréquences de modulantes, image des points de la mission de vol (présentée au Chapitre 1). Cette évolution considère un nombre de paires de pôles « $p \in [1,3]$ ».

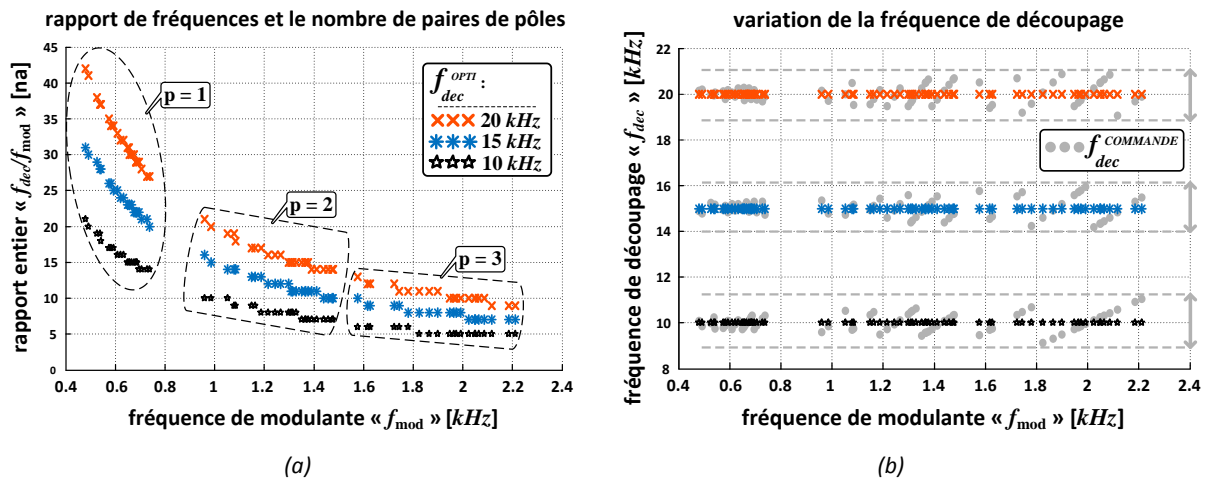


Fig. 4-24 : (a) ratios « f_{dec}/f_{mod} » des points de la mission ; (b) valeurs de « f_{dec} » pour assurer le synchronisme de la MLI

Au fur et à mesure que le rapport des fréquences diminue, des harmoniques de rang faible apparaissent, contribuant à augmenter le taux de distorsion harmonique des courants de phase de l'actionneur et également à dégrader la qualité réseau en entrée d'onduleur. Nous avons choisi la valeur limite de « $f_{dec}/f_{mod} \geq 7$ ».

Cette contrainte de rapport minimum sera considérée pour l'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » (**Chapitre 5**).

Dans la Fig. 4.26b, on peut voir la variation de la fréquence de découpage pour les 3 valeurs considérées pour « f_{dec} ». Les points gris montrent l'effet de la synchronisation de la fréquence de découpage sur la fréquence modulante : cette synchronisation est justifiée au paragraphe suivant.

☑ Choix de la porteuse et synchronisme de la MLI

La porteuse choisie est de type triangulaire symétrique (cf. **Annexe N**) de fréquence et d'amplitude constante. La fréquence de la porteuse est égale à la fréquence de découpage « f_{dec} » et chaque moitié du triangle (pentes ascendante et descendante) sur une demie période « T_{dec} » a une résolution de 512 points (2^9) dans la simulation temporelle.

Un autre aspect important concerne le synchronisme de la MLI. Trois options sont envisageables vis-à-vis du rapport « f_{dec}/f_{mod} » [**HOL03**, **AIM03**] :

- MLI synchrone : rapport « f_{dec}/f_{mod} » entier ;
- MLI asynchrone : rapport « f_{dec}/f_{mod} » rationnel ;
- MLI asynchrone : rapport « f_{dec}/f_{mod} » non-rationnel.

Nous avons choisi le cas synchrone. En effet, pour de faibles rapports « $f_{dec}/f_{mod} \leq 10$ », le synchronisme doit être assuré. L'utilisation d'une MLI asynchrone, surtout du type « f_{dec}/f_{mod} » non-rationnel engendre des perturbations non-négligeables de couple et de vitesse [**CAP02**] en plus d'introduire dans le spectre des tensions composées des harmoniques supplémentaires (sous-harmoniques de tension) [**SOU90**]. Le troisième cas, celui d'une MLI asynchrone avec un rapport « f_{dec}/f_{mod} » non-rationnel peut être envisageable (la condition étant d'avoir « P » et « Q » entiers) :

$$\frac{f_{dec}}{f_{mod}} = \frac{P}{Q} \quad (4-46)$$

Comme présenté dans la **section 4.1**, dans notre résolution « temps-fréquence » adaptée aux critères de qualité réseau, nous considérons un horizon temporel sur une période de modulante. Notre choix, étant le cas d'une MLI synchrone avec rapport « f_{dec}/f_{mod} » entier, une problématique doit être soulignée. Dans notre démarche, la fréquence de découpage étant un paramètre d'optimisation (cf. **Chapitre 5**), son application directe dans le calcul du rapport « f_{dec}/f_{mod} » n'assure évidemment pas un rapport entier.

D'autre part, les fréquences de modulante, images de la vitesse de rotation de l'actionneur, ne doivent pas être modifiées mais au contraire assurées. Du point de vue de la commande, pour garantir à la fois un rapport entier de « f_{dec}/f_{mod} » tout en assurant le respect des points de la mission de vol, nous effectuons une légère adaptation de la valeur de la fréquence de découpage :

$$f_{dec}^{COMMANDE} = [X] \cdot f_{mod} \quad (4-47)$$

où $[X]$ représente la fonction partie entière :

$$[X] = \left\lfloor \frac{f_{dec}^{OPTI}}{f_{MOD}} + 0.5 \right\rfloor \quad (4-48)$$

La figure Fig. 4-24b illustre la variation de « f_{dec} » suite à application de la fonction partie entière. Nous avons une erreur maximale de 10 % pour les actionneurs à trois paires de pôles « $p = 3$ ».

Echantillonnage des modulantes et génération des signaux de commande des interrupteurs

Temporellement, la génération des signaux de commande « $S_U(t)$, $S_V(t)$, $S_W(t)$ » des différentes cellules de l'onduleur de tension (cf. Fig. 4-23) est faite par l'intersection de la porteuse triangulaire symétrique et des modulantes. Pour avoir une meilleure précision des signaux générés donc une mise à jour plus fréquente, l'échantillonnage des modulantes peut être effectué sur la moitié de la période de découpage, soit une fréquence deux fois la fréquence de découpage : on appelle cette technique « MLI régulière asymétrique » [SEI88] (cf. **Annexe N**).

4.4 Modélisation analytique du filtre d'entrée

Dans notre système de conversion de puissance, le filtre d'entrée doit atténuer les harmoniques de courant prélevés par l'onduleur de tension pour satisfaire les exigences de la qualité réseau et être stable tout en cherchant à minimiser la masse et les pertes de l'ensemble.

Il est en effet impératif de regarder l'influence de l'« ECS électrique » vis-vis de la qualité du réseau HVDC en caractérisant l'impact des gabarits normatifs sur le dimensionnement de la chaîne de conversion électromécanique. Les « briques » constituant le dimensionnement de la fonction filtre d'entrée sont présentées dans cette section. La figure Fig. 4-25 résume les points clefs du modèle de dimensionnement du filtre.

L'approche par quadripôle d'impédances facilite la description du circuit électrique d'autant que les gabarits normatifs sont pour la plupart spécifiés dans le plan fréquentiel. D'autre part, l'analyse par la loi des nœuds nous permet de retrouver facilement les courants des toutes les branches du filtre. Les modèles de masses et pertes des composants passifs sont considérés. Un modèle géométrique d'inductance est adopté. Les caractéristiques intrinsèques des condensateurs (courant efficace, boîtier, etc.) et des résistances (puissance dissipée, boîtier, etc.) sont quant à eux liées aux topologies de différents constructeurs. L'estimation de leurs masses est effectuée selon une approche basée sur l'analyse de catalogues de différents fabricants.

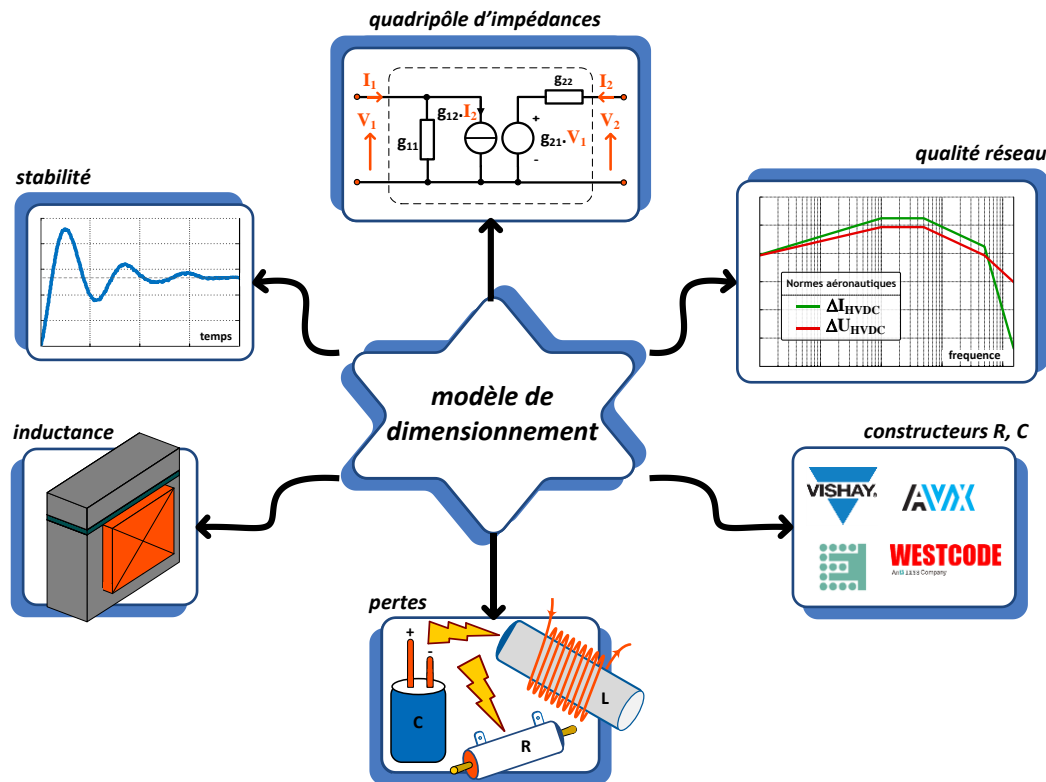


Fig. 4-25 : Modélisation analytique du filtre d'entrée

4.4.1 Filtre d'entrée : son rôle dans l'ECS et la topologie retenue

Le processus actuel d'électrification de l'avion et l'augmentation des puissances embarquées conduisent à une augmentation de la pollution harmonique sur le réseau HVDC.

La norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] (cf. **Chapitre 1**) vient imposer un contenu harmonique des courants acceptables par chaque équipement tout en spécifiant le contenu harmonique de la tension HVDC délivrée. Nous pouvons donc dire que le filtre d'entrée est « victime » des harmoniques « l'attaquant » par les deux côtés (cf. Fig. 4-26). Il est soumis aux harmoniques du côté :

- onduleur de tension : nécessaires à la faisabilité des différents points de la mission de vol ;
- canal de génération : harmoniques obtenus après redressement de la tension alternative.

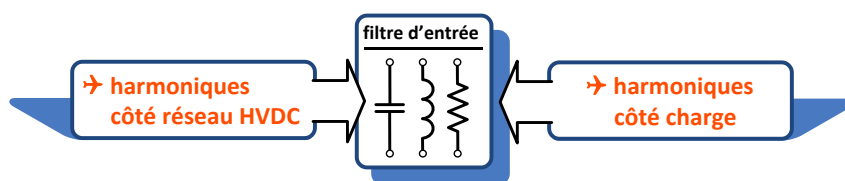


Fig. 4-26 : Le filtre d'entrée face aux harmoniques influents sur son dimensionnement

Dans le cadre du projet **PREMEP**, la société CIRTEM en partenariat avec LIEBHERR-Aerospace Toulouse, a réalisé au printemps 2009 une étude abordant la problématique du filtre d'entrée avec une charge (convertisseur plus actionneur) d'une puissance de 15 kW. Cette étude, dans un premier temps, a eu pour but de positionner certaines contraintes ainsi que déterminer les degrés de liberté de dimensionnement. Ensuite, il y a eu une évaluation des possibles impacts vis-à-vis de contraintes imposées par la norme [AIRBUS_N24RP0831391].

Vu qu'il n'existe pas d'unicité de solutions pour respecter un même cahier de charges, l'intérêt d'une optimisation des paramètres du circuit s'avère intéressante. Un sujet de thèse a démarré fin de l'été 2009. La thèse en question, effectuée par le doctorant A. LESAGE [LES12] et encadrée par T. MEYNARD doit être soutenue bientôt, à l'hiver 2012/2013.

Les études effectuées par la société CIRTEM ont montré la « sévérité » de la pente du gabarit de courant (présenté dans le **Chapitre 1**) entre les fréquences de 50 à 150 kHz. Les atténuations successives nécessaires pour respecter le gabarit ont conduit à concevoir un filtre avec deux cellules en cascade. La topologie retenue dans notre travail est présentée ci-dessous :

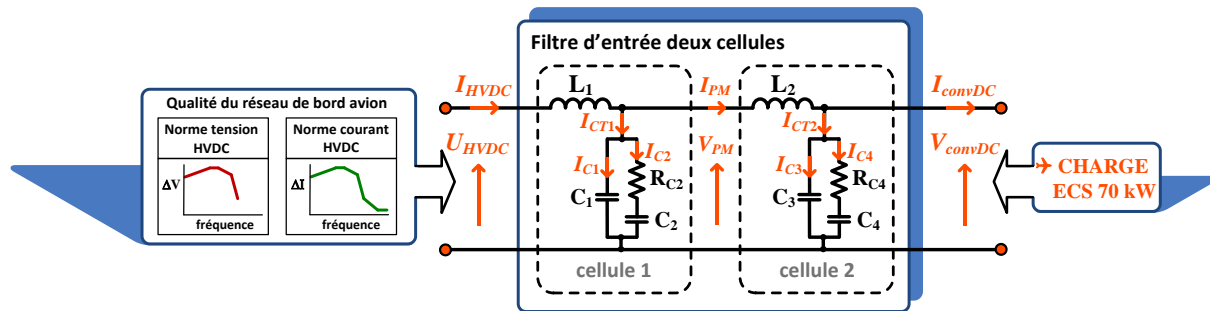


Fig. 4-27 : Topologie adoptée du filtre d'entrée

C'est une topologie à deux cellules série type « RC parallèle ». L'Annexe R montre l'intérêt de la topologie de filtre avec la branche d'amortissement stabilisatrice RC parallèle adoptée et présente d'autres topologies de filtres passifs.

4.4.2 Modèle circuit électrique : quadripôle d'impédances

La structure de la figure Fig. 4-27 est présentée selon une approche classique de quadripôle (cf. Fig. 4-28a). Le réseau d'impédances est donc caractérisé par les équivalences suivantes :

$$Z_1 = R_{L1} + j\omega \cdot L_1 \tag{4-49}$$

$$Z_2 = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_1} \cdot \left(R_{C2} + \frac{1}{j\omega \cdot C_2} \right)}{R_{C2} + \frac{1}{j\omega} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \tag{4-50}$$

$$Z_3 = R_{L2} + j\omega \cdot L_2 \tag{4-51}$$

$$Z_4 = \frac{\frac{1}{j\omega \cdot C_3} \cdot \left(R_{C4} + \frac{1}{j\omega \cdot C_4} \right)}{R_{C4} + \frac{1}{j\omega} \cdot \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right)} \tag{4-52}$$

« R_{L1} » et « R_{L2} » ne sont pas représentées dans la Fig. 4-27. Elles représentent les résistances des enroulements des inductances « L_1 » et « L_2 » respectivement. La **section 4.4.5** présente leur calcul.

Les échanges du filtre d'entrée avec l'extérieur se font au travers des deux bornes d'entrée (côté réseau de distribution HVDC) et des deux autres bornes utilisées de sortie (côté de l'onduleur de tension). De ce point de vue, la modélisation par un quadripôle d'impédances est la plus adaptée.

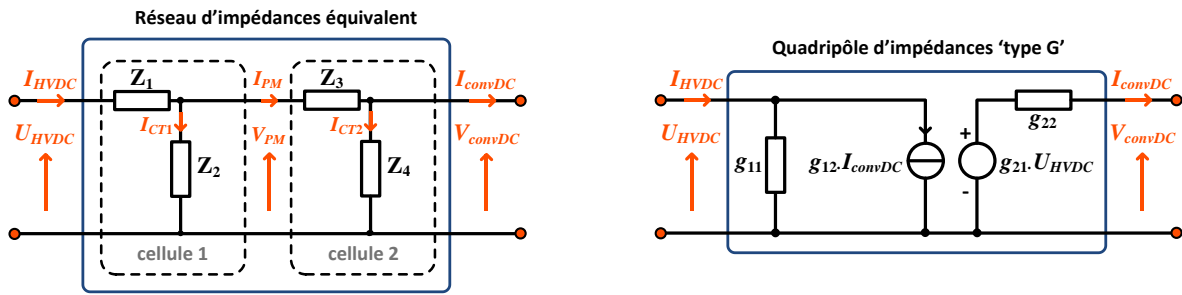


Fig. 4-28 : Filtre d'entrée : (a) impédances équivalentes ; (b) représentation par quadripôles d'impédances hybride type « G »

Avant de décrire le quadripôle adopté, certaines hypothèses sont rappelées :

- un quadripôle représente des variations des tensions en fonction des courants ;
- le quadripôle est linéaire : il peut être analysé par des paramètres complexes composés d'éléments linéaires (résistances, inductances et capacités) ;
- le quadripôle est passif : il peut être représenté par un schéma équivalent ne comportant que des sources contrôlées de tension ou de courant ;
- les conditions initiales aux bornes des condensateurs et des inductances sont considérées nulles ;
- seul le régime harmonique est considéré (périodique sinusoïdal établi) ;
- propriété de réciprocity : en appliquant la même tension « U » en entrée et en sortie nous retrouvons les mêmes courants de court-circuit « $I_{IN} = I_{OUT}$ » cf. Fig. 4-29.



Fig. 4-29 : Propriété des quadripôles passifs : représentation du théorème de la réciprocity

Dans notre modélisation, les variables indépendantes « I_{HVDC} » et « V_{convDC} » étant de nature différentes, nous utilisons le quadripôle hybride type 'G'. La Fig. 4-28b présente le circuit équivalent hybride et le jeu d'équations qui caractérise le quadripôle est présenté :

$$\begin{bmatrix} I_{HVDC} \\ V_{convDC} \end{bmatrix} = [G] \cdot \begin{bmatrix} U_{HVDC} \\ I_{convDC} \end{bmatrix} \quad (4-53)$$

$$[G] = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \quad (4-54)$$

$$\begin{cases} I_{HVDC} = g_{11} \cdot U_{HVDC} + g_{12} \cdot I_{convDC} \\ V_{convDC} = g_{21} \cdot U_{HVDC} + g_{22} \cdot I_{convDC} \end{cases} \quad (4-55)$$

Les éléments de la matrice hybride « $[G]$ » ne sont évidemment pas homogènes. Les éléments « g_{11} » et « g_{22} » ont la dimension d'une admittance et d'une impédance, respectivement. Les éléments « g_{12} » et « g_{21} » étant des coefficients de transfert (en courant et en tension respectivement) n'ont pas de dimensions.

Les équations des différents coefficients sont présentées ci-après :

☑ Entrée court-circuitée « $U_{HVDC} = 0$ »

→ Gain inverse de courant :

$$g_{12} = \left. \frac{I_{HVDC}}{I_{convDC}} \right|_{U_{HVDC}=0} = \frac{Z_2 \cdot Z_4}{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_1 \cdot Z_4 + Z_2 \cdot Z_3 + Z_2 \cdot Z_4} \quad (4-56)$$

→ Impédance de sortie :

$$g_{22} = \left. \frac{V_{convDC}}{I_{convDC}} \right|_{U_{HVDC}=0} = \frac{Z_1 \cdot Z_3 \cdot Z_4 + Z_2 \cdot Z_3 \cdot Z_4 + Z_1 \cdot Z_2 \cdot Z_4}{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_1 \cdot Z_4 + Z_2 \cdot Z_3 + Z_2 \cdot Z_4} = Z_{OUT} \quad (4-57)$$

☑ Quadripôle à vide « $I_{convDC} = 0$ »

→ Admittance d'entrée :

$$g_{11} = \left. \frac{I_{HVDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = \frac{Z_2 + Z_3 + Z_4}{Z_1 \cdot Z_2 + Z_1 \cdot Z_3 + Z_1 \cdot Z_4 + Z_2 \cdot Z_3 + Z_2 \cdot Z_4} = \frac{1}{Z_{IN}} \quad (4-58)$$

→ Gain direct en tension :

$$g_{21} = \left. \frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = g_{12} \quad (\text{propriété issue du théorème de la réciprocité cf. Fig. 4-29}) \quad (4-59)$$

« Z_{OUT} » et « Z_{IN} » sont les notations pour désigner respectivement les impédances d'entrée et de sortie internes du quadripôle.

$$\begin{cases} I_{HVDC} = \frac{1}{Z_{IN}} \cdot U_{HVDC} + g_{12} \cdot I_{convDC} \\ V_{convDC} = g_{21} \cdot U_{HVDC} + Z_{OUT} \cdot I_{convDC} \end{cases} \quad (4-60)$$

4.4.2.1 Expressions des courants

☑ Courant dans les condensateurs

→ Cellule 1 :

$$I_{CT1} = \frac{Z_3 \cdot Z_4 \cdot I_{convDC} - Z_3 \cdot (Z_3 + Z_4) \cdot I_{HVDC}}{Z_2 \cdot Z_4 - (Z_3 + Z_4) \cdot (Z_2 + Z_3)} \quad (4-61)$$

$$I_{C1} = \frac{R_{C2} + \frac{1}{j\omega \cdot C_2}}{R_{C2} + \frac{1}{j\omega} \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right)} \cdot I_{CT1} \quad (4-62)$$

$$I_{C2} = I_{CT1} - I_{C1} \quad (4-63)$$

→ Cellule 2 :

$$I_{CT2} = \frac{Z_3 \cdot (Z_2 + Z_3) \cdot I_{convDC} - Z_2 \cdot Z_3 \cdot I_{HVDC}}{Z_2 \cdot Z_4 - (Z_3 + Z_4) \cdot (Z_2 + Z_3)} \quad (4-64)$$

$$I_{C3} = \frac{R_{C4} + \frac{1}{j\omega \cdot C_4}}{R_{C4} + \frac{1}{j\omega} \cdot \left(\frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right)} \cdot I_{CT2} \quad (4-65)$$

$$I_{C4} = I_{CT2} - I_{C3} \quad (4-66)$$

☑ Courant dans les inductances

→ Cellule 1 :

$$I_{L1} = I_{HVDC} \quad (4-67)$$

→ ↗ Cellule 2 :

$$I_{L2} = I_{PM} = I_{CT2} + I_{convDC} \quad (4-68)$$

4.4.2.2 Fonctions de transfert à vide « $I_{convDC} = 0$ »

Les fonctions de transfert en tension considérées sont :

$$TF^{PM} \Big|_{I_{convDC}=0} = \frac{V_{PM}}{U_{HVDC}} \Big|_{I_{convDC}=0} = \frac{Z_2 \cdot (Z_3 + Z_4)}{Z_1 \cdot (Z_2 + Z_3 + Z_4) + Z_2 \cdot (Z_3 + Z_4)} \quad (\nearrow \text{ Cellule 1}) : \quad (4-69)$$

$$TF \Big|_{I_{convDC}=0} = \frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \Big|_{I_{convDC}=0} = g_{21} \quad (\text{Cellule 2}) \quad (4-70)$$

↗ « PM » désigne le point milieu du filtre d'entrée entre les deux cellules (cf. Fig. 4-27).

4.4.2.3 Prise en compte de la tension « U_{HVDC} » : en amplitudes et phases

Concernant la tension « U_{HVDC} », nous ne considérons pas qu'elle soit idéale puisque la norme Airbus impose que tout équipement supporte une certaine pollution harmonique en tension d'entrée. Or, la construction du courant filtré « I_{HVDC} » est dépendante des perturbations provenant du canal de génération HVDC (cf. équation (4-55)) en plus des harmoniques émanant de l'onduleur.

Nous avons décidé de profiter de l'information des différentes amplitudes contenues dans le gabarit normatif en tension de la norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] (présentée dans le **Chapitre 1**). La résolution du quadripôle est faite dans le plan complexe des variables. Dans le but d'avoir une caractérisation des différentes grandeurs dans le temps (voir **section 4.1**), la démarche mise en place doit avoir, en plus de l'information des amplitudes, l'information des phases.

A une solution de filtre d'entrée connue, pour un point de fonctionnement donné, nous sommes capables d'avoir toutes les amplitudes et phases des coefficients de la matrice hybride « $[G]$ » ainsi que du courant prélevé « I_{convDC} » par l'onduleur de tension.

A une plage fréquentielle définie, nous admettons que les amplitudes de la tension « U_{HVDC} » sont les amplitudes définies par la norme. La question qui se pose est : comment exprimer les phases des harmoniques de la tension « U_{HVDC} » n'ayant qu'un gabarit d'amplitudes comme information ?

Pour résoudre cette problématique, nous nous plaçons dans le pire des cas : **nous considérons les phases des perturbations de la tension « U_{HVDC} » de façon à maximiser le module des ondulations du courant filtré « I_{HVDC} », ce qui revient à mettre en phase les perturbations amont avec les perturbations aval émanant de l'onduleur de tension à travers le filtre d'entrée.** L'équation du courant filtré peut être réécrite par le produit des modules et la somme des phases :

$$|I_{HVDC}| \cdot e^{\phi I_{HVDC}} = |g_{11}| \cdot |U_{HVDC}| \cdot e^{(\phi g_{11} + \phi U_{HVDC})} + |g_{12}| \cdot |I_{convDC}| \cdot e^{(\phi g_{12} + \phi I_{convDC})} \quad (4-71)$$

- « ϕI_{HVDC} » : phase du courant filtrée ;
- « ϕg_{11} » : phase de la admittance d'entrée du quadripôle ;
- « ϕU_{HVDC} » : phase de la tension HVDC ;
- « ϕg_{12} » : phase de la fonction de transfert de tension à vide du quadripôle ;
- « ϕI_{convDC} » : phase du courant en entrée de l'onduleur de tension.

Le module du courant « I_{HVDC} » est maximisé quand les composantes « $g_{11} \cdot U_{HVDC}$ » et « $g_{12} \cdot I_{convDC}$ » sont en phase. La phase de la tension « U_{HVDC} » peut être exprimée par :

$$\phi U_{HVDC} = (\phi g_{12} + \phi I_{convDC}) - \phi g_{11} \quad (4-72)$$

4.4.3 Prise en compte de la qualité réseau : gabarits normatifs Airbus

La **section 4.4.1** a présenté le contexte dans lequel le filtre d'entrée est inséré. Du côté charge, le filtre voit les harmoniques prélevés par l'onduleur de tension » nécessaires à la faisabilité des différents points de la mission de vol. Du côté canal de génération HVDC, le filtre voit les harmoniques issus du redressement de la tension alternative produite par les alternateurs de génération électrique.

A ce stade, les modèles des différents éléments de la chaîne « ECS électrique » développés n'intègrent pas les aspects de la CEM. Nous admettons donc que les modèles utilisés ne sont pas valables pour les fréquences au-delà de 150 kHz.

Dans notre démarche de CIO (Conception Intégrée par Optimisation), l'intégration de la norme [AIRBUS_N24RP0831391] est donc limitée aux fréquences concernant les harmoniques de basse fréquence et de découpage (voir **section 4.2.2**).

Il faut aussi préciser que, dans une telle démarche, réduire la largeur du spectre fréquentiel signifie aussi réduire le temps de calcul. En effet, pour chaque point de fonctionnement, l'optimiseur doit balayer le spectre des fréquences du courant prélevé par l'onduleur de tension et vérifier les contraintes imposées par la qualité réseau.

A l'échelle de la basse fréquence et du découpage, la figure Fig. 4-30 considère les gabarits normatifs utilisés dans ce travail pour l'ECS 70 kW. La figure Fig. 4-30a superpose les gabarits des perturbations de tension imposées « ΔU_{HVDC} » et de courant autorisées « ΔI_{HVDC} ». La figure Fig. 4-30b représente l'impédance minimale, définie par « $\Delta U_{HVDC} / \Delta I_{HVDC}$ », de la charge « ECS 70 kW » vu des bornes par la source HVDC.

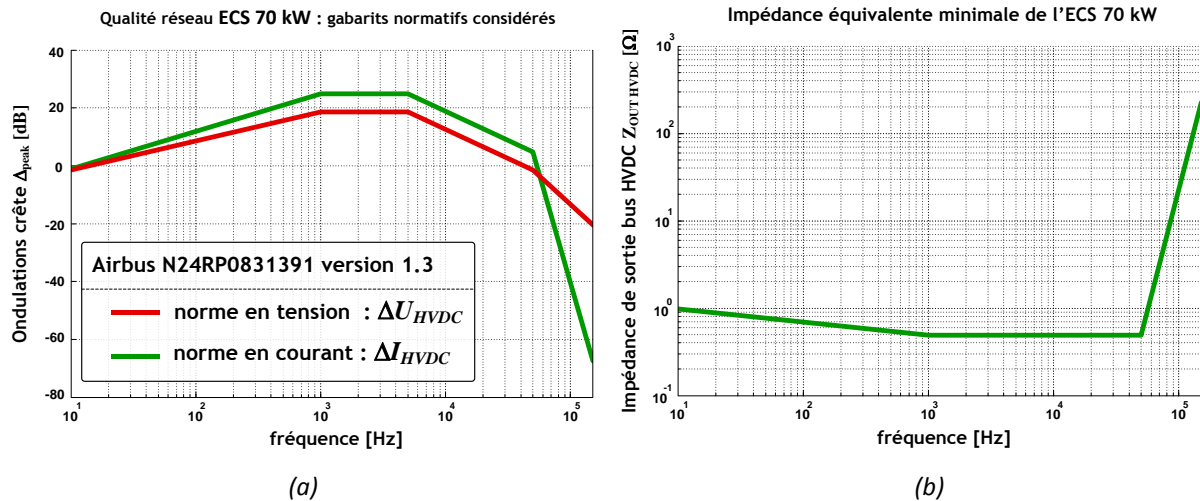
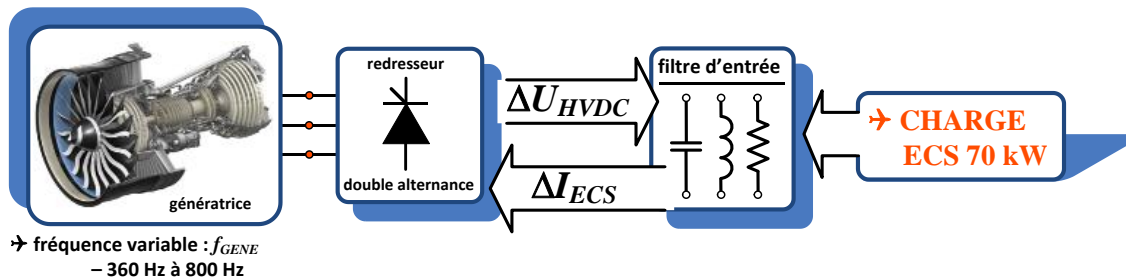


Fig. 4-30 : Gabarits Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] : (a) tension - courant ; (b) impédance minimale vue de la source HVDC

Le réseau HVDC est considéré comme une source de tension sur laquelle toutes les charges sont branchées en parallèle. La problématique liée à la stabilité du réseau, couplée à la parallélisation de différentes charges sur un même bus continu DC est abordée par exemple dans les travaux [ZHA04, SAU09]. Etant données les gabarits tension-courant, nous considérons l'équipement « ECS 70 kW » de façon indépendante (cf. Fig. 4-31).

Des travaux menés au sein du laboratoire LAPLACE, comme par exemple [GIR10] et les études actuelles de la doctorante Mlle CHARRADA [CHA13], encadrées par H. PIQUET (soutenance prévue à l'hiver 2012/2013) analysent les interactions entre plusieurs charges connectées sur le même bus continu du point de vue des critères de stabilité.



4.4.4 Modèle des composants du filtre d'entrée : inductance, capacité et résistance

Dans notre travail, les inductances, les capacités et les résistances ne sont pas définies uniquement par leurs valeurs. Afin de pouvoir estimer la masse et les pertes du filtre d'entrée, nous avons intégré des modèles physiques et géométriques de ces composants.

4.4.4.1 Caractérisation de l'inductance

Trois types de matériaux sont le plus souvent considérés pour les noyaux magnétiques : les tôles en Fer-Silicium, la ferrite et le nanocristallin. Le type de matériau choisi définit le seuil de saturation d'induction magnétique. Les tôles en Fer-Silicium, par exemple, ont des valeurs élevées d'induction de saturation, pouvant atteindre 2 T [LEP07].

Les ferrites sont limitées à une valeur maximale de 0.45 T. Par contre, à volume donné, les ferrites sont environ 1.5 fois plus légères que les tôles mais ont une résistivité électrique plus élevée, d'un rapport supérieur à 10. Comparée aux tôles en Fer-Silicium, dans le domaine des très hautes fréquences, les ferrites sont nettement plus intéressantes.

Concernant les matériaux magnétiques nanocristallins, ils ont à la fois l'avantage des tôles magnétiques avec une induction de saturation élevée (~ 1.2 T) et l'avantage des ferrites avec de faibles pertes en hautes fréquences [FIL10]. De plus, le nanocristallin a une très bonne stabilité thermique, une très faible magnétostriction et un meilleur comportement en hautes fréquences. Dans le travail de [BEL11], une étude comparative des inductances de couplage en sortie de l'onduleur (mode différentiel) dimensionnées en ferrite et en nanocristallin, a été réalisée. Un des résultats intéressants de ce travail a montré que sur la masse totale de fer présente sur l'onduleur, le nanocristallin offre une réduction d'environ 40 %.

Concrètement, comparé à la ferrite, la fabrication du nanocristallin est relativement simple et pour une application donnée, il n'est pas beaucoup plus cher. Ainsi, dans l'avenir, les nanocristallins seront peut-être en position de remplacer leurs concurrents, mais la ferrite est cependant encore aujourd'hui bien plus répandue avec de multiples fabricants dans le monde. Dans notre démarche de conception à vocation générale, nous avons donc opté pour la ferrite comme matériau des inductances « L_1 » et « L_2 » du filtre d'entrée (cf. Fig. 4-27), l'approche étant évidemment aisément transposable aux autres matériaux magnétiques. La géométrie de l'inductance est présentée Fig. 4-32. Le modèle de dimensionnement est extrait de [LEP07] et des noyaux de type « EI » sont considérés. La géométrie est définie par les équations (4-73)-(4-78).

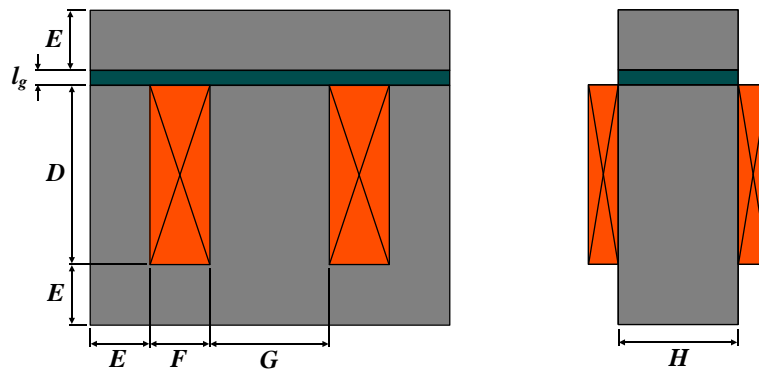


Fig. 4-32 : Géométrie du modèle d'inductance type « EI » utilisé [LEP07]

GEOMETRIE DU MODELE D'INDUCTANCE ADOPTE

$$F = \left[\frac{1}{12} \cdot \frac{L \cdot (I_L^{MAX})^2}{J_L^{MAX} \cdot B_{BOB}^{MAX} \cdot k_f \cdot k_u \cdot k_i} \right]^{\frac{1}{4}} \quad \text{(largeur de la fenêtre)} \quad (4-73)$$

$$E = F \quad \text{(hauteur du bas du « E » du « I »)} \quad (4-74)$$

$$G = 2 \cdot F \quad \text{(largeur du noyau central du « E »)} \quad (4-75)$$

$$D = 3 \cdot F \quad \text{(hauteur des jambes du « E »)} \quad (4-76)$$

$$H = G \quad \text{(longueur du noyau)} \quad (4-77)$$

$$l_g = \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_0 \cdot N_{SL} \cdot I_L^{MAX}}{B_{BOB}^{MAX}} \quad \text{(épaisseur d'entrefer)} \quad (4-78)$$

« I_L^{MAX} » désigne la valeur maximale du courant dans l'inductance « L » (représentant donc les inductances « L_1 » et « L_2 » du filtre) ; « J_L^{MAX} » la densité maximale de courant dans les spires ; « B_{BOB}^{MAX} » l'induction magnétique maximale dans l'enroulement ; « N_{SL} » le nombre de spires (4-79).

« k_u » représente le coefficient de remplissage d'enroulement ; « k_f » le coefficient de foisonnement (unitaire pour la ferrite) ; « k_i » le rapport entre les courants maximal et efficace (4-80).

$$N_{SL} = \sqrt{\frac{3}{4} \cdot \frac{L \cdot J_L^{MAX} \cdot k_u \cdot k_i}{B_{BOB}^{MAX} \cdot k_f}} \quad (4-79)$$

$$k_i = \frac{I_L^{MAX}}{I_L^{RMS}} \quad (4-80)$$

☞ **NB** : comme le montre les relations physico-géométriques couplées aux contraintes technologiques ci-dessus, l'inductance, considérée pour nous comme '1' des multiples éléments d'un système d'entraînement complexe, est elle-même un sous système relativement complexe dont les éléments constitutifs (géométrie du noyau par exemple) pourraient tout à fait faire partie du vecteur de paramètres de conception utilisés par l'optimiseur : ces paramètres impactent en effet les objectifs considérés de masse et de pertes. L'ECS est donc un « système de systèmes » bien qu'étant lui-même brique élémentaire du réseau de bord dont la masse est globalement à minimiser et qui constituerait donc un « système de systèmes de systèmes... ». Cette exemple situe bien la complexité de la tâche dévolue au(x) concepteur(s) qui ne peu(ven)t évidemment « tout résoudre de façon intégrée ». Des approches d'optimisation multi-niveaux (multi boucles) sont donc impératives, approches qui constituent une perspective majeure de notre groupe de recherche : la démarche séquentielle (**Chapitre 5**) puis globale couplée menée au **Chapitre 6** met en exergue une partie de cette problématique sans pour autant la résoudre complètement.

Comme présenté dans le **Chapitre 5**, les paramètres RLC du filtre d'entrée (cf. Fig. 4-27) sont eux-mêmes des paramètres d'optimisation. Concernant les d'inductances, leurs valeurs conditionnent donc la géométrie du noyau et le nombre de spires « N_{SL} ».

D'autre part, l'influence de « B_{BOB}^{MAX} » va dans le sens de variation opposée des volumes. Autrement dit, plus forte est l'induction autorisée, moins encombrante sera l'inductance (réduction des dimensions géométriques, du nombre de spires et de l'épaisseur d'entrefer). Le choix de ce paramètre est lié au type de matériau du noyau magnétique utilisé (ferrite dans notre cas).

A partir de la géométrie d'inductance adoptée, nous pouvons donc estimer la masse de cet élément. La masse totale de l'inductance est composée par les termes suivants :

$$M_L = M_{FERRITE} + M_{CUIVRE} \quad (4-81)$$

« $M_{FERRITE}$ » représente la masse totale de ferrite du noyau « EI » cf. l'équation (4-82) ; « M_{CUIVRE} » la masse totale de cuivre cf. l'équation (4-83) .

« $\rho_{FERRITE}$ » représente la densité volumique de la ferrite ; « ρ_{CU} » est la masse volumique du cuivre.

Avec « $B_{BOB}^{MAX} = 0.25T$ », « $J_L^{MAX} = 6A/mm^2$ », « $k_u = 0.6$ », « $k_i = 1$ », la Fig. 4-33 présente les tendances d'évolution de la masse totale du modèle d'inductance utilisé par l'optimisation.

Deux cas figures sont présentés : variation de l'inductance à courant constant (cf. Fig. 4-33a) ; variation du courant à inductance constante (cf. Fig. 4-33b) .

☑ MASSE DE LA FERRITE ET DE CUIVRE

$$M_{FERRITE} = \rho_{FERRITE} \cdot \{ [2 \cdot E + D] \cdot [2 \cdot (F + E) + G] \cdot H - 2 \cdot F \cdot D \cdot H \} \quad (\text{masse totale de ferrite}) \quad (4-82)$$

$$M_{CU} = l_{CU} \cdot S_{CU} \cdot \rho_{CU} \quad (\text{masse totale de cuivre}) \quad (4-83)$$

$$l_{CU} = 2 \cdot (G + H + 2 \cdot F) \quad (\text{longueur d'une spire}) \quad (4-84)$$

$$S_{CU} = N_{SL} \cdot \frac{I_L^{RMS}}{J_L^{MAX}} \quad (\text{section de cuivre dans la fenêtre}) \quad (4-85)$$

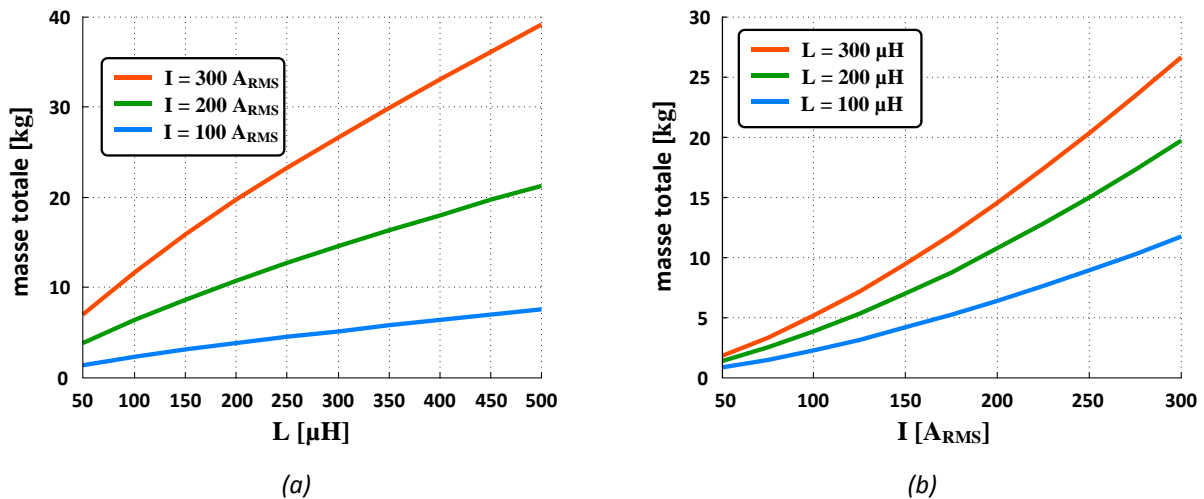


Fig. 4-33 : Modèle d'inductance, variation de la masse en fonction : (a) de la valeur d'inductance ; (b) du courant efficace

4.4.4.2 Caractérisation de la capacité

☑ Généralités des condensateurs et diélectrique choisi

Un condensateur est qualifié par son type de diélectrique. Sa permittivité diélectrique joue sur la valeur de capacité et sa rigidité diélectrique conditionne la tension maximale d'utilisation. Le choix du type de diélectrique dépend par exemple des caractéristiques électriques, des niveaux de températures, des conditions environnementales, etc. Il existe plusieurs types de condensateurs :

- plastiques : polystyrène, polyester, polycarbonate, polypropylène, PTFE (téflon) ;
- chimiques : aluminium, tantale.

Notre choix est porté sur la technologie condensateurs plastiques à films métallisés. Ces condensateurs sont constitués d'un bobinage de feuilles d'aluminium séparées par des films plastiques cf. Fig. 4-34a.



Fig. 4-34 : Condensateur : (a) type diélectrique plastique à film métallisé ; (b) modèle circuit équivalent [EUROS]

Le comportement d'un condensateur en fonction de la fréquence peut être exprimé par le circuit équivalent de la figure Fig. 4-34b. Le tableau Tab.4-6 définit les éléments du modèle [EUROS].

Élément	Description
L_{SC}	inductance série parasite
R_{SC}	résistance des armatures et des liaisons (tient compte des pertes Joule)
R_i	résistance d'isolement

Élément	Description
C_d	absorption du diélectrique
R_d	résistance équivalente aux pertes dissipées dans le diélectrique
C	capacité idéale

Tab.4-6 : Description des éléments du modèle circuit équivalent d'un condensateur

Concernant les diélectriques plastiques à films métallisés, certaines caractéristiques sont listées :

- la nature, l'épaisseur et la géométrie de la métallisation modifient les niveaux de courant efficace admissibles ;
- les armatures en aluminium sont très proches, donc il y a une forte probabilité de décharges à travers le diélectrique. L'épaisseur du diélectrique étant très mince, ces décharges sont tolérées par leur propriété d'auto-cicatrisation (capacité de vaporisation locale de la métallisation lors d'un claquage formant un isolant qui le régénère redevenant opérationnel) ;
- température : dépend essentiellement de la nature du diélectrique ;
- tangente de pertes « $\tan(\delta) = R_d \cdot \omega \cdot C$ » : exprime la qualité du diélectrique.

Concernant ce dernier point, la figure Fig. 4-35 (extraite de [EUROS]) caractérise l'évolution de la tangente de pertes en fonction de la variation de la température à fréquence donnée.

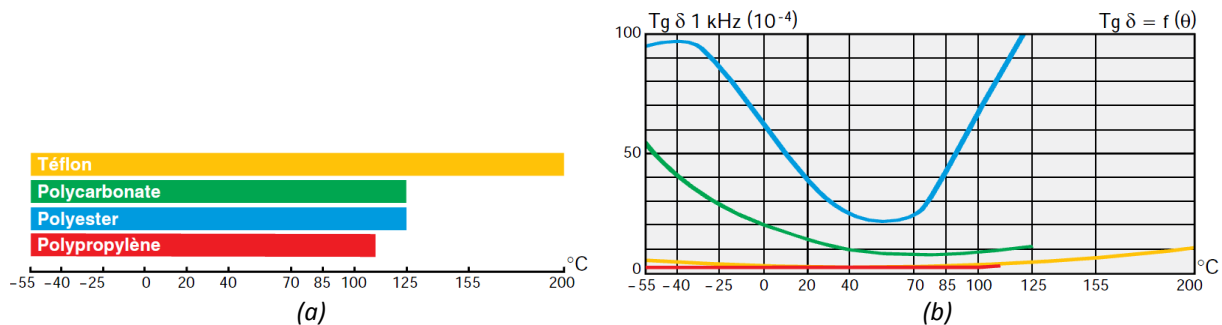


Fig. 4-35 : Diélectriques en film plastique [EUROS] : (a) types ; (b) évolution de la tangente de pertes

Nous observons que les tangentes de pertes des diélectriques en film polypropylène métallisé « MKP » et du téflon sont minimales et invariantes sur la plage des températures considérées. Malgré la capacité du téflon à supporter une température très élevée (200 °C), son coût important fait qu'aujourd'hui son utilisation est relativement peu développée. Notre choix s'est donc porté sur le diélectrique type « MKP ». Comparé aux autres diélectriques, d'autres de ses caractéristiques sont aussi citées :

- faible encombrement ;
- pertes diélectriques très faibles « R_d » ;
- faible absorption diélectrique « C_d » ;
- rigidité diélectrique élevée « ϵ_r » ;
- très forte résistance d'isolement « R_i » ;
- adaptés aux alimentations à découpage ;
- destinés à l'électronique de puissance ;
- excellentes propriétés mécaniques, électriques et chimiques ;
- coefficient de température linéaire dans toute la gamme de températures ;
- température maximale d'utilisation limitée à 110 °C.

Concernant ce dernier point, il y a certains niveaux de températures idéaux de fonctionnement. Le calibre en tension « U_{RC} » est garanti pour des températures de fonctionnement comprises entre de -55 à 85 °C. Quant au calibre en courant « I_R », à une fréquence précise, le courant efficace nominal est limité à une température maximale de 70 °C. Par contre, entre -55 et 40 °C un fonctionnement en surcharge à 25% en plus du courant nominal est possible.

Extraite de [EUR05], la Fig. 4-36 illustre les caractéristiques thermiques citées.

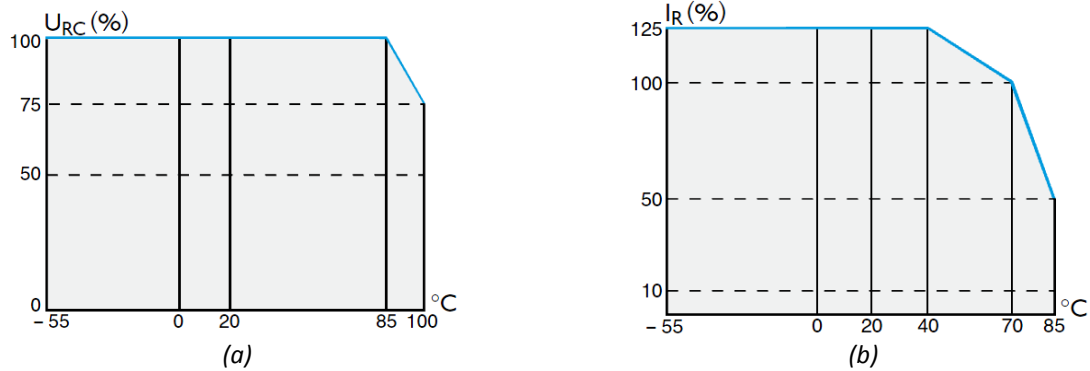


Fig. 4-36 : Condensateur type « MKP » – valeurs admissibles en fonction de la température : (a) tension ; (b) courant

Choix des condensateurs et estimation de la masse

D’après la norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] version 2.0, lors de transitoires de tension sous conditions anormales, les charges doivent pouvoir supporter une tension de bus maximale de 900 V. Cette valeur nous impose le calibre minimal de tension des condensateurs à choisir. Dans notre démarche, la masse des condensateurs « C_1 , C_2 , C_3 et C_4 » du filtre d’entrée (cf. Fig. 4-27) est approchée par une fonction de l’énergie stockée. La transformation d’énergie en masse est faite d’après la relation suivante :

$$M_C = \alpha_C \cdot C \cdot U_{HVDC}^2 \tag{4-86}$$

L’idée consiste à trouver la valeur du coefficient empirique de proportionnalité « α_C » selon un critère d’erreur. Le critère utilisé (4-87) concerne la minimisation de la somme des erreurs quadratiques des différences entre les valeurs calculées par l’équation (4-86) et les valeurs données par différents constructeurs « M_C^{XX} ».

$$\varepsilon_C = \min \left[\sum (M_C - M_C^{XX})^2 \right] \tag{4-87}$$

Nous avons sélectionné trois constructeurs différents afin d’appliquer la méthode. La figure Fig. 4-37 présente les fabricants choisis : « WESTCODE », « ELECTRONICON » et « AVX ». Les calibres de tension sont respectivement $1120 V_{CC}$, $1200 V_{CC}$ et $1150 V_{CC}$. Certains points doivent être précisés :

- ➔ la colonne à gauche montre une relation linéaire entre les valeurs de capacité et de masse ;
- ➔ nous observons que la pente « $M_C(C)$ » change selon le constructeur. Nous remarquons, par exemple, que pour une même valeur de capacité, les condensateurs du fabricant « WESTCODE » sont environ deux fois plus lourd que ceux du fabricant « AVX » ;
- ➔ nous remarquons aussi que la variable qui impacte la masse du condensateur est le courant efficace. Par exemple, comparé au fabricant « AVX », pour les mêmes niveaux de capacité, le fabricant « WESTCODE » supporte environ deux fois plus de courant efficace ;
- ➔ les résultats du tableau Tab.4-7 montrent qu’il est difficile d’obtenir une relation « générique » pouvant s’appliquer à tous les fabricants. En effet, les relations entre capacité, masse et courant efficace sont liées au constructeur (technologie utilisée, boîtier, etc.).

CONSTRUCTEUR	WESTCODE	ELECTRONICON	AVX
α_C	22	13	10

 Tab.4-7 : Valeurs du coefficient empirique de proportionnalité « α_C » pour les différents constructeurs

Nous avons choisi le fabricant « **AVX** » pour l'estimation de la masse des condensateurs dans la boucle d'optimisation présentée dans le **Chapitre 5**. En effet, les condensateurs de ce fabricant sont plus légers. A partir de ces données, nous pouvons montrer que, pour une valeur de courant efficace donnée, associer deux composants du fabricant « **AVX** » en parallèle conduit à un condensateur équivalent plus léger que celui du fabricant « **WESTCODE** » à capacité identique.

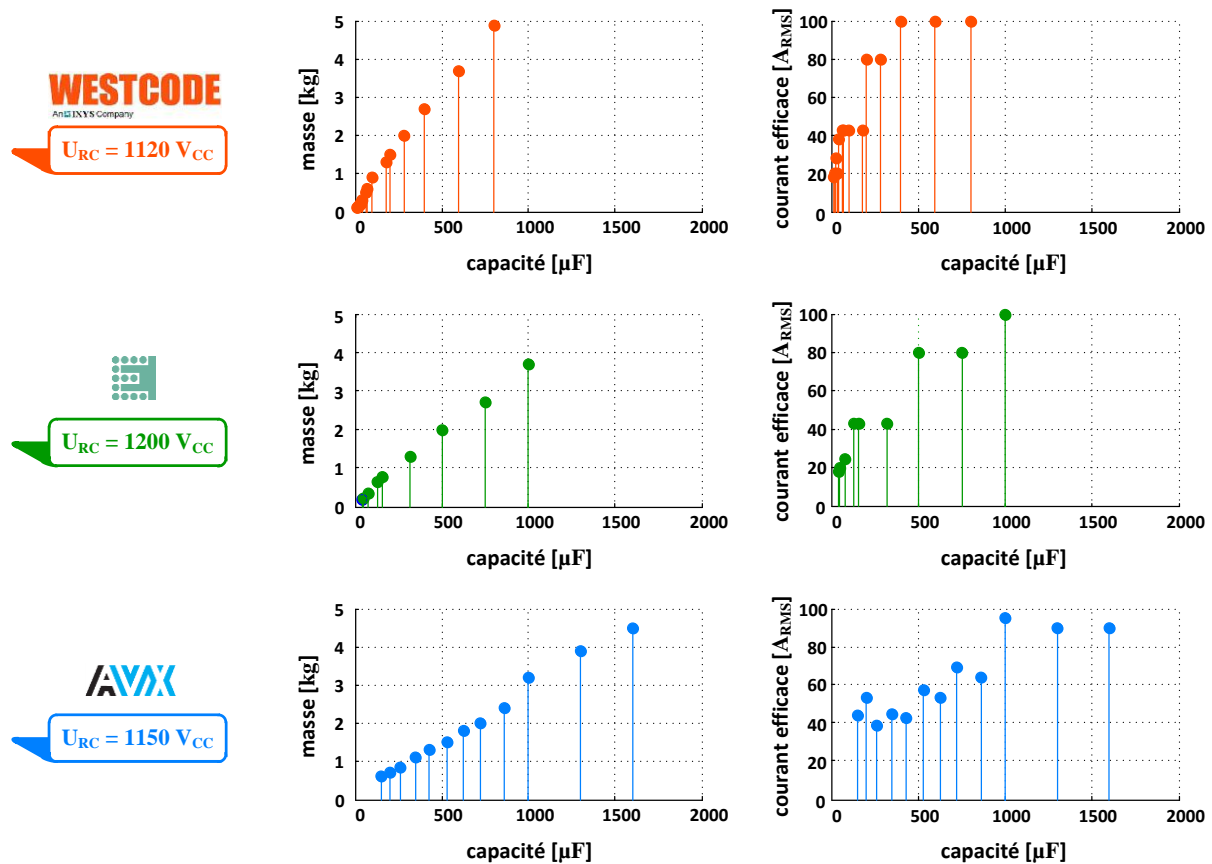


Fig. 4-37 : Constructeurs de condensateurs à diélectriques en film polypropylène métallisé « MKP » de similaire calibre en tension : [WESTCODE], [ELECTRONICON], [AVX]

4.4.4.3 Caractérisation de la résistance

Les résistances de la branche stabilisatrice « RC » du filtre d'entrée (résistances « R_{C2} » et « R_{C4} » de la Fig. 4-27) sont estimées à partir du fabricant Vishay [VISHAY]. Ce sont des résistances vitrifiées (recouvertes d'une couche de verre) adaptées à des environnements sévères (-55 à 450 °C).

A partir de données du constructeur, les caractéristiques de masse et pertes, fonction de la valeur de la résistance, sont présentées sur la Fig. 4-38.

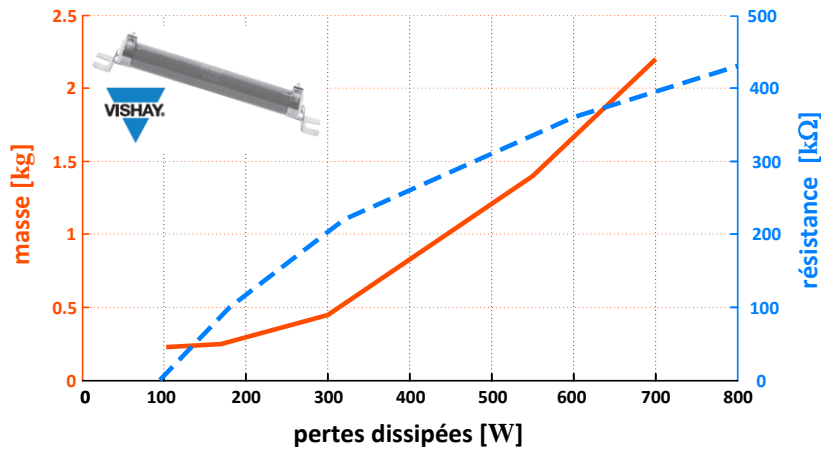


Fig. 4-38 : Caractéristiques de la résistance utilisée dans le dimensionnement du filtre d’entrée

Concrètement, dans le code d’optimisation, la masse des résistances est estimée par la relation suivante :

$$M_{RC} = \alpha_R \cdot P_{RC} \tag{4-88}$$

« α_R » représente le coefficient empirique qui transforme les pertes dissipées « P_{RC} » (cf. **section 4.4.5.3**) dans la résistance en masse.

4.4.5 Modèle des pertes

Tous les composants du filtre d’entrée sont le siège de pertes. Dans notre démarche, nous considérons les pertes du filtre dans le bilan des pertes totales de la chaîne « ECS électrique ».

4.4.5.1 Pertes dans une inductance

Les pertes considérées dans l’inductance (inductances « L_1 » et « L_2 » du filtre d’entrée cf. Fig. 4-27) sont les pertes Joule dans la bobine et les pertes fer dans le volume de la ferrite.

PERTES DANS UNE SELF :

$$P_L = P_L^{JOULE} + P_L^{FER} \tag{4-89}$$

(pertes totales)

$$P_L^{JOULE} = R_L \cdot I_{LRMS}^2 \tag{4-90}$$

(pertes Joule)

$$P_L^{FER} = k \cdot \alpha_1 \cdot f^{\alpha_2} \cdot B_{MAX}^{\beta_1} \cdot (\chi_1 - \chi_2 \cdot t_C + \chi_3 \cdot t_C^2) \cdot \rho_{FERRITE}^{-1} \cdot M_{FERRITE} \tag{4-91}$$

(pertes fer)

Concernant les pertes Joule :

« R_L » représente la résistance électrique d’enroulement cf. (4-92) ; « I_{LRMS} » le courant efficace dans la self.

Par rapport aux pertes fer :

« k », « χ_1 », « χ_2 », « χ_3 » sont des coefficients de correction associés aux variations de température ;

« t_C » la température considérée (100 °C) ;

« α_1 », « α_2 », « β_1 » les coefficients de pertes de Steinmetz ;

« $\rho_{FERRITE}$ » la densité volumique de la ferrite ;

« B_{MAX} » l’induction maximale de saturation de la ferrite ;

« $M_{FERRITE}$ » la masse de ferrite défini cf. (4-82).

Une remarque importante concerne les fréquences « f » à considérer dans le calcul des pertes fer. Il faut préciser que le domaine de validité de l'équation (4-91) est restreint de 20 à 200 kHz [PHILIPS].

Dans notre démarche, nous n'effectuons le calcul des pertes fer que sur la raie à « $f = 2.f_{dec}$ ». Ce choix est dû au fait que, dans un onduleur deux niveaux, le spectre du courant « I_{convDC} » en entrée de l'onduleur présente l'amplitude de loin la plus forte à cette fréquence.

$$R_L = \frac{I_{CU} \cdot N_{SL}^2}{\sigma_{CU} \cdot S_{CU}} \quad (4-92)$$

« σ_{CU} » représente la conductivité électrique du cuivre.

La Fig. 4-39 présente les tendances d'évolution des pertes totales du modèle d'inductance utilisé. Deux cas de figures sont présentés : variation de la fréquence de découpage à courant constant ; variation du courant à fréquence de découpage constante.

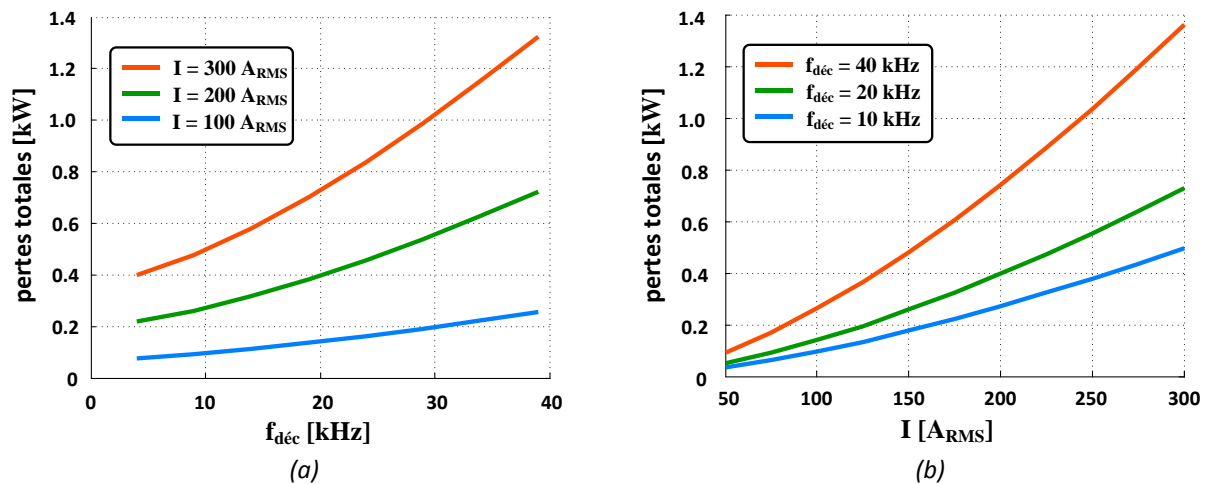


Fig. 4-39 : Pertes dues à l'inductance : (a) selon la fréquence de découpage, à courants donnés ; (b) selon le courant, à fréquences de découpage données

4.4.5.2 Pertes dans un condensateur

Les pertes calculées dans le condensateur sont les pertes Joule exprimées par :

$$P_C = R_{SC} \cdot I_{CRMS}^2 \quad (4-93)$$

« R_{SC} » représente la résistance du circuit électrique équivalent modélisant les pertes Joule dans les connexions et les électrodes du condensateur (cf. Fig. 4-34b).

« I_{CRMS} » est le courant efficace circulant dans un condensateur (« C_1 », « C_2 », « C_3 » et « C_4 » du filtre d'entrée (cf. Fig. 4-27)).

Les valeurs de « R_{SC} » sont données par les fabricants. Dans notre cas, pour les condensateurs choisis à diélectrique en film polypropylène métallisé « MKP » du constructeur « AVX », de calibre 1150 V_{CC} (cf. Fig. 4-37), les valeurs de « R_{SC} » sont approchées par (4-94) :

$$R_{SC} = 6.3 - 3.05 \cdot 10^{-3} C \quad (4-94)$$

« C » est la valeur du condensateur en « μF » et « R_{SC} » calculée en « $m\Omega$ ».

4.4.5.3 Pertes dans une résistance

Les pertes dans les résistances du filtre sont évaluées par :

$$P_{RC} = R_C \cdot I_{RCRMS}^2 \quad (4-95)$$

« R_C » représente la résistance en série avec le condensateur. Elle représente donc les résistances « R_{C2} » et « R_{C4} » du filtre d'entrée de la Fig. 4-27.

« I_{RCRMS} » est le courant efficace circulant dans la branche « RC » stabilisatrice.

4.4.6 Stabilité

Vu la complexité du problème, le dimensionnement de toute la chaîne « ECS électrique » est fait en quasi statique sans incorporer les boucles de régulation de courant (couple) et de vitesse.

Si nous ne regardons que le filtre d'entrée de façon isolée, sans considérer l'influence des impédances branchées en amont et en aval, ce réseau passif « RLC » sera toujours stable, son coefficient d'amortissement « ξ » étant strictement positif. Dans ce cas, même si au niveau harmonique les solutions de filtre respectent les gabarits normatifs d'Airbus, il y aura différents types de réponses temporelles, pouvant être (pour ce système du deuxième ordre) :

- amorties, oscillantes et résonantes : $0 < \xi < \sqrt{2}/2$;
- amorties, oscillantes et non-résonantes : $\sqrt{2}/2 < \xi < 1$;
- amorties, non-oscillantes et non-résonantes : $\xi > 1$.

Dans cette vision isolée du filtre d'entrée, on ne peut pas parler de véritable possibilité d'instabilité mais plutôt d'oscillations. Cependant, pour des charges électroniques de puissances pilotées à dynamiques élevées, la question de la stabilité se pose et à été traitée dans de nombreux travaux [BEL95, FEN99, FEN02, ZHA04, BAR05, MOR05, SAU08, GIR09, ROB09, CHA12].

Plus la bande passante de ces charges est importante et plus la puissance prélevée augmente, plus l'impédance d'entrée diminue jusqu'à devenir négative, rendant alors le système instable. Cette problématique est donc aussi à considérer.

Pour cela, nous proposons d'évaluer la réponse fréquentielle du filtre d'entrée et d'avoir un regard critique sur les solutions obtenues, en s'appuyant sur le critère de Middlebrook, souvent utilisé pour la circonstance. Ce critère propose une analyse graphique, nécessitant d'examiner :

Evolution des impédances d'entrée « Z_{IN} » et de sortie « Z_{OUT} »

Ces impédances sont définies dans la **section 4.4.2**. Dans notre démarche de résolution fréquentielle, présentée dans la **section 4.2**, la détermination des différentes impédances du circuit est théoriquement possible. Avec cette information, la visualisation de la méthode de Middlebrook [MID76] est donc envisageable.

La figure Fig. 4-40 illustre cette visualisation, décrite par la suite. Sans rentrer dans le détail du critère, la méthode de Middlebrook dit que, pour deux systèmes (individuellement stables) en série, l'impédance de sortie du premier système (côté source) doit être strictement inférieure à l'impédance d'entrée du deuxième système en cascade.

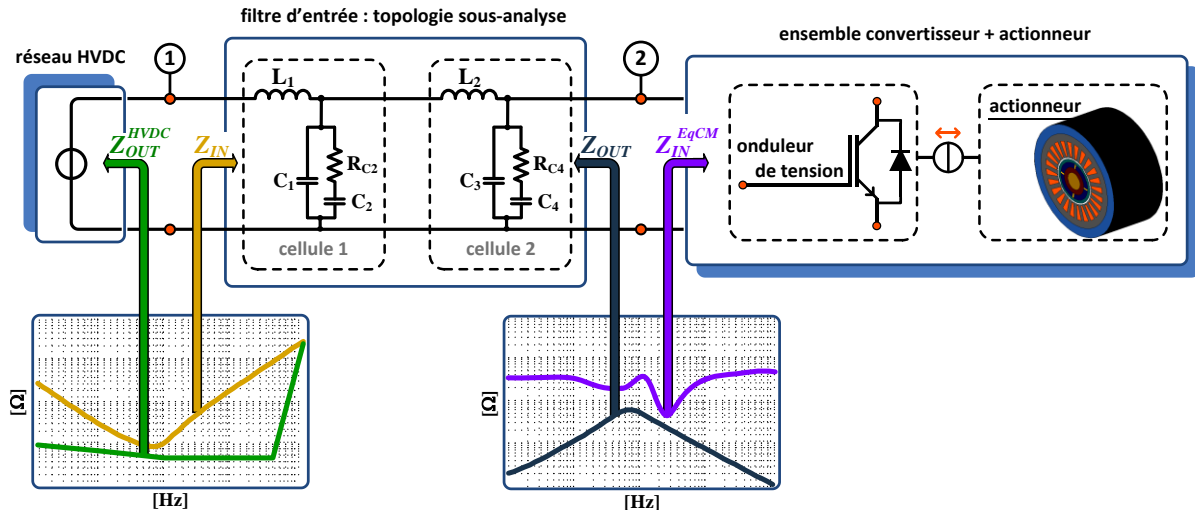


Fig. 4-40 : impédances d'entrée « Z_{IN} » et de sortie « Z_{OUT} » du filtre d'entrée : critère de stabilité de Middlebrook

Par exemple, l'application du critère aux points 1 et 2 de la figure Fig. 4-40 correspond, respectivement, aux équations (4-96) et (4-97) :

$$Z_{IN} > Z_{OUT}^{HVDC} \quad (4-96)$$

$$Z_{OUT} < Z_{IN}^{EqCM} \quad (4-97)$$

« Z_{OUT}^{HVDC} » représente ce que nous appelons « l'impédance équipementière », caractérisée par le rapport des gabarits de tension et de courant dus à la norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] (cf. **section 4.4.3**) ;

« Z_{IN}^{EqCM} » représente l'impédance d'entrée équivalente de l'ensemble « onduleur de tension + actionneur électrique ».

Certains points à propos de ce critère doivent être soulignés :

- ➔ il permet donc d'assimiler l'analyse de stabilité au seul comparatif entre les amplitudes des impédances ;
- ➔ c'est donc un critère facilement exploitable une fois que les « briques » relatives au filtre d'entrée et à l'onduleur de tension sont mises en place, permettant de caractériser ces impédances ;
- ➔ il représente une condition suffisante de stabilité : ce critère est ainsi connu pour être assez conservateur, un filtre ne respectant pas le critère de Middlebrook pouvant s'avérer stable.

Concernant ce dernier point, il faut préciser que ce critère n'est pas utilisé comme contrainte de dimensionnement (**Chapitre 5**) : on s'assure en premier lieu de respecter la qualité réseau vis-à-vis des gabarits tout en établissant certaines performances du filtre (amortissement « ξ », ondulation de la tension de sortie « ΔV_{convDC} », etc...). Puis, on visualise ce critère qui nous donne une tendance en termes de stabilité :

- ➔ si le critère est respecté, le système est stable de façon sûre ;
- ➔ si le critère suffisant de Middlebrook n'est pas respecté, nous avons mis en place un regard sur la réponse temporelle du filtre, présentée par la suite : cette analyse complémentaire permet de pallier le caractère conservatif lié aux conditions suffisantes de stabilité du critère.

☑ Visualisation du transitoire temporel des variables du filtre d'entrée

Comme nous venons de l'évoquer, si la condition suffisante de stabilité par analyse d'impédance n'est pas respectée, il est nécessaire d'analyser des « conditions nécessaires » non conservatives, par le biais de l'analyse temporelle du comportement des variables d'état du filtre.

Les figures Fig. 4-41 et Fig. 4-42 illustrent, sur deux exemples, la problématique précédemment explicitée. On s'est assuré en premier lieu que les deux solutions de filtre d'entrée respectent le critère de qualité réseau. Par contre, la première est en régime amorti, oscillant et résonant, tandis que la deuxième présente une réponse amortie, oscillante mais non-résonante.

Le fort transitoire en courant présent dans la Fig. 4-42a est dû au fait que les conditions initiales des composants du filtre d'entrée sont considérées nulles. La visualisation des transitoires sur d'autres variables peut évidemment être aussi observée. Par exemple, les courants dans les condensateurs et dans les inductances.

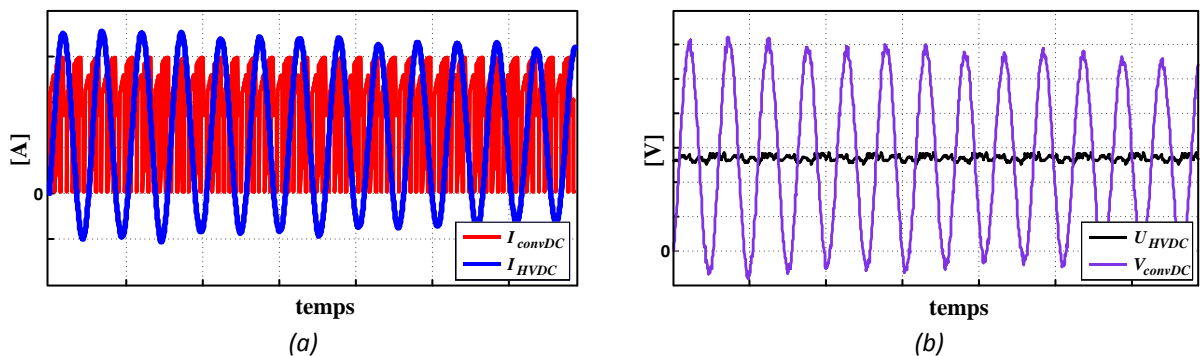


Fig. 4-41 : Régime amorti, oscillant et résonant – quadripôle d'impédances (section 4.4.2) : (a) courants ; (b) tensions

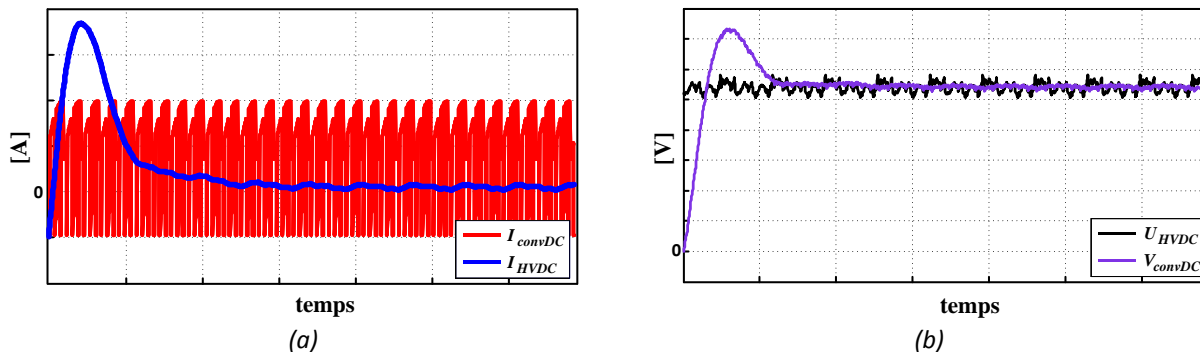


Fig. 4-42 : Régime amorti, oscillant et NON-résonant – quadripôle d'impédances (section 4.4.2) : (a) courants ; (b) tensions

4.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en place l'ensemble des briques modèles correspondant à l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Il constitue donc le complément essentiel du **Chapitre 2**, consacré à la modélisation de l'actionneur électromécanique. Même si les domaines d'expertise (ici l'électronique de puissance) sont assez distincts, on y retrouve des similitudes, en termes d'objectifs tout d'abord, puisqu'il s'agit de définir des modèles reliant paramètres de conception (géométriques, technologiques et physiques) aux niveaux de masses et de pertes. Mais il s'agit aussi d'obtenir des modèles de conception « juste assez précis » compatibles avec une approche de CIO (Conception Intégrée par Optimisation) menée au niveau d'un système complexe.

A ce niveau, certaines briques modèles telles que l'inductance de filtrage pourraient être vues de façon très précises, en optimisant dimensions par dimensions chacun des éléments constitutifs : par souci de simplicité, nous avons opté pour une approche plus macroscopique reliant les éléments circuits « R,L,C » aux masses et aux pertes : de nombreux questionnements et perspectives sous jacentes se situent à ce niveau. De même, nous avons opté dans la plupart des cas pour des « modèles de similitudes », par exemple en linéarisant les variations de calibres des interrupteurs de puissance à partir d'un dimensionnement de référence.

De plus, une grande partie de l'effort de modélisation a concerné la mise en évidence de contraintes système très multiphysiques :

- par exemple, les contraintes thermiques ont nécessité la mise en place de modèles spécifiques qui permettent de relier les pertes onduleur à la taille et aux caractéristiques du refroidisseur (plaque froide) ;
- dans un tout autre registre, les contraintes normatives de qualité réseau ont pu être mises en évidence à partir d'une approche originale « temps-fréquence ». Cette partie très dimensionnante conditionne en grande partie les choix systèmes et, comme nous le verrons aux chapitres suivants, couple l'ensemble des éléments de la chaîne.

Fort de cette base de données de la modélisation, nous sommes armés pour aborder l'optimisation de cette partie « onduleur + filtre » (**Chapitre 5**), puis de l'ensemble « ECS électrique couplé » (**Chapitre 6**).

Chapitre 5

Optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

5.1 Introduction sur l'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Ce cinquième chapitre met en place la démarche de CIO (conception intégrée par optimisation) pour le dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Comme dans le cas de l'actionneur HSPMSM (cf. **Chapitre 3**), la méthode intègre la mission de vol via la succession de régimes quasi statiques de durées variables (taux d'occurrence) par point de la mission de vol (**Chapitre 1**).

La difficulté du problème a été posée dans le chapitre précédent mettant en évidence les différentes « briques » du modèle de l'onduleur de tension et du filtre d'entrée, ainsi que l'existence de différentes problématiques liées aux contraintes de température et à la qualité réseau.

Ce chapitre présente les moyens par lesquels le problème d'optimisation locale appelé « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée » est résolu. La résolution par l'algorithme d'optimisation génétique multicritère demande, pour minimiser la fonction objectif « F » (la masse et les pertes moyennes sur l'ensemble des points de la mission de vol) la définition des variables de conception « X ». De surcroît, la faisabilité de l'onduleur et du filtre d'entrée impose certaines contraintes d'inégalité « G » à respecter. Dans ce qui suit, ce chapitre est articulé autour de 4 axes :

- **formulation du problème** : la description de la démarche de dimensionnement par optimisation de la « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée » est introduite. Nous précisons les variables de conception et les contraintes associées permettant de minimiser la fonction-objectif selon les critères de réduction de la masse et des pertes moyennes. Les contraintes du problème sont macroscopiquement ordonnées sur deux différents niveaux. Le premier, via la modélisation analytique, satisfait aux exigences de « pré-simulation » pour pouvoir accéder au deuxième niveau, quant à lui, lié aux performances de l'ensemble pendant son passage par les points de la mission de vol ;
- **analyse des fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »** : cette analyse présente les tendances des variables de dimensionnement ainsi que des contraintes du problème de dimensionnement « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Les quatre fronts présentés sont issus de l'injection de 3 solutions particulières d'actionneur extraites du front « Pareto actionneur » du **Chapitre 3** plus la solution de référence de LIEBHERR Aerospace ;
- **analyse de solutions particulières** : sur les quatre fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée », les quatre meilleures solutions de cette boucle locale sont analysées. Leurs performances sont présentées et caractérisées au point de puissance maximale ;
- **impact de la norme Airbus N24RP0831391 V 1.3 sur le dimensionnement du filtre d'entrée** : une des originalités de ce travail étant l'intégration de la qualité réseau dans notre dimensionnement par optimisation, nous analyserons par la suite l'influence des gabarits normatifs sur les solutions optimales.

La concaténation des deux différents fronts de Pareto (« Pareto actionneur » du **Chapitre 3** + « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée ») avec les masses et pertes globales au niveau système sont présentées plutôt dans le **Chapitre 6**.

5.2 Formulation du problème d'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Comme précédemment pour l'actionneur HSPMSM, l'algorithme génétique multicritère NSGA-II est appliqué à la résolution du problème d'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». L'optimisation est effectuée conformément au synoptique simplifié de la Fig. 5-1. L'individu sélectionné « \mathbf{X} » (1) représente l'ensemble des paramètres d'entrée (ou « paramètres de conception ») nécessaires à l'étape de pré-dimensionnement (ou pré-simulation) de l'alimentation de puissance (2). Cette étape, appelée « Niveau 1 d'optimisation », caractérise les fréquences de modulante « f_{mod} » des différents points de la mission (liées à la polarité de l'actionneur) et les éléments nécessaires à la linéarisation du composant de puissance, du boîtier et de la plaque froide (notamment sa résistance thermique), déterminés par le calibre de courant « I_{OP} ».

L'étape suivante, appelée « Niveau 2 d'optimisation » concerne l'intégration des points de fonctionnement et leurs occurrences via la prise en compte de la mission de vol (3). Le profil utilisé d'un avion type A320 a été présenté au Chapitre 1. Le parcours de la mission de vol représente donc l'étape de post-dimensionnement (ou post-simulation), caractérisée par la modélisation temps-fréquence de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » (Chapitre 4), la vérification de la qualité réseau, ainsi que l'estimation des différentes pertes et températures sur chaque point de mission (4). Pendant les étapes de pré et post-simulation, certaines contraintes doivent être respectées. La vérification du vecteur des contraintes « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » définit si la solution « \mathbf{X} » analysée sera rejetée ou conservée. Le calcul des critères définis par le vecteur « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » (détaillés plus loin), sont la minimisation de la masse totale « $M_{ONDULEUR} + M_{FILTRE_ENTREE}$ » et la minimisation des pertes moyennes « $\langle P_{ONDULEUR} \rangle + \langle P_{FILTRE_ENTREE} \rangle$ » de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » sur l'ensemble des points de la mission de vol.

Les deux vecteurs « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » et « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » sont donc injectés dans le NSGA-II (5) pour réitérer le procédé d'optimisation. Dès lors, on est certain que tous les points de la mission (et pas seulement le point de base) respectent les contraintes thermique et de qualité réseau.

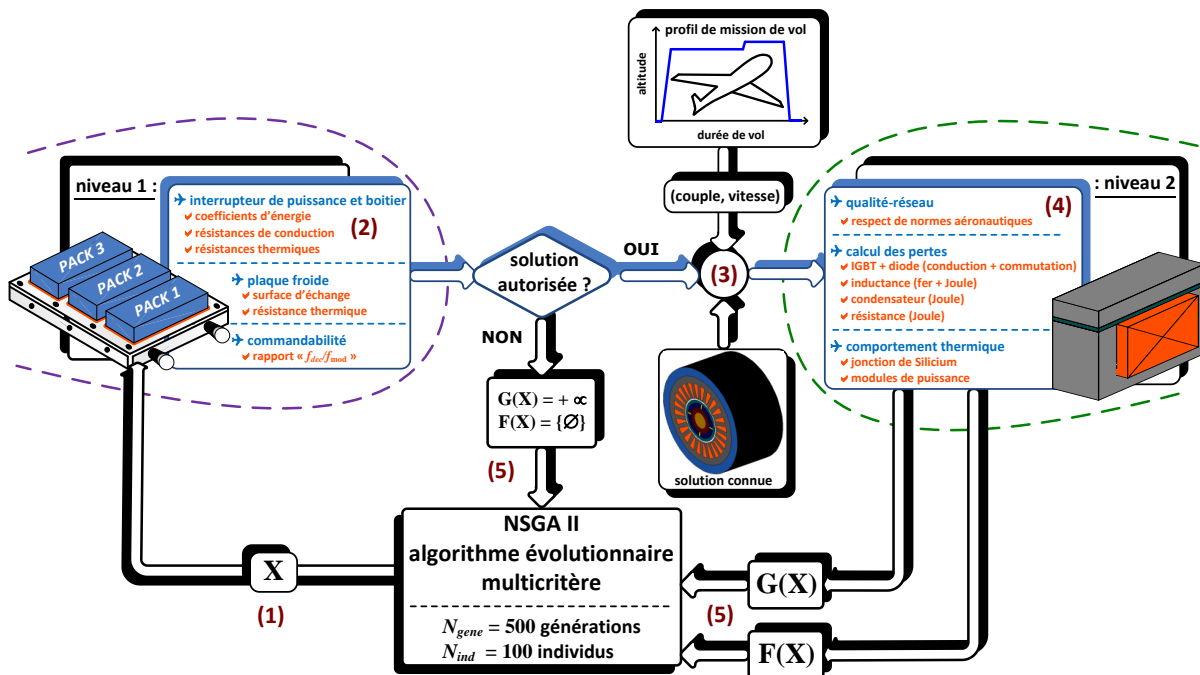


Fig. 5-1 : Démarche d'optimisation du dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

5.2.1 Vecteur des paramètres d'entrée « \mathbf{X} » de la boucle « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les « $n = 10$ » paramètres d'entrée de la boucle d'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » sont présentés sur le tableau Tab.1-1. L'espace de recherche attribué à chaque variable de conception est aussi présenté. Les valeurs des bornes des composants du filtre d'entrée ont été initialement proposées en 2009, dans le cadre du projet **PREMEP**, par le laboratoire **LAPLACE** en partenariat avec la société CIRTEM. Les valeurs des bornes pour le dimensionnement de l'onduleur ont été définies par des études définies suite à des discussions avec LIEBHERR Aerospace.

notation :		Description	unité	plage de variation
OPTIMISATION	SYSTEME			
FILTRE D'ENTREE				
- cellule 1				
x_1	L_1	inductance côté bus HVDC	[H]	$\in [1.10^{-12}, 5.10^{-3}]$
x_2	C_1	capacité côté bus HVDC	[F]	$\in [1.10^{-12}, 1.10^{-3}]$
x_3	C_2	capacité de la branche stabilisatrice côté bus HVDC	[F]	$\in [1.10^{-12}, 1.10^{-2}]$
x_4	R_{C2}	résistance de la branche stabilisatrice côté bus HVDC	[Ω]	$\in [1.10^{-3}, 1.10^3]$
- cellule 2				
x_5	L_2	inductance côté convertisseur	[H]	$\in [1.10^{-12}, 5.10^{-3}]$
x_6	C_3	capacité côté convertisseur	[F]	$\in [1.10^{-12}, 1.10^{-3}]$
x_7	C_4	capacité de la branche stabilisatrice côté convertisseur	[F]	$\in [1.10^{-12}, 1.10^{-2}]$
x_8	R_{C4}	résistance de la branche stabilisatrice côté convertisseur	[Ω]	$\in [1.10^{-3}, 1.10^3]$
ONDULEUR DE TENSION				
x_9	f_{dec}	fréquence de découpage	[kHz]	$\in [10, 40]$
x_{10}	I_{OP}	calibre en courant de l'interrupteur de puissance	[A]	$\in [50, 2000]$

Tab.5-1 : Présentation du vecteur « \mathbf{X} » des variables de conception de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8 \ x_9 \ x_{10}] \quad (5-1)$$

A ce stade de la modélisation, nous considérons toutes les variables dimensionnantes de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » comme continues. Pour assurer le synchronisme de la MLI (rapports « f_{dec}/f_{mod} » entiers) qui garantie la précision de la transformation de grandeurs temporelles en fréquentiel, on conserve telles quelles les fréquences des modulantes résultantes des points de fonctionnement (vitesse) et de la polarité. Par contre, c'est la fréquence de découpage « f_{dec} » qui subit une légère modification selon la procédure indiquée dans la **section 4.3.6.3**.

5.2.2 Critères d'optimisation « $F(\mathbf{X})$ » de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

L'optimisation bi-critère vise la minimisation de la masse et des pertes moyennes totales de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » : « M_{TOTAL} » et « P_{TOTAL} » respectivement. Les détails concernant les calculs des différents éléments composant les masses et les pertes de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » sont présentés dans le **Chapitre 4**.

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = [\mathbf{F}_1(\mathbf{X}) \mathbf{F}_2(\mathbf{X})] \quad (5-2)$$

- ☑ **critère $\mathbf{F}_1(\mathbf{X})$: minimisation de la masse totale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »**

Les différents sous-critères de masse étant présentés dans le chapitre précédent, la masse totale considérée pour cette boucle d'optimisation locale est donc définie :

$$\mathbf{F}_1(\mathbf{X}) = \min[M_{TOTAL}(\mathbf{X})] \quad (5-3)$$

$$M_{TOTAL}(\mathbf{X}) = M_{ONDULEUR}(\mathbf{X}) + M_{FILTRE_ENTREE}(\mathbf{X}) \quad (5-4)$$

→ **masse de l'onduleur de tension** : la masse totale de l'onduleur est donnée par :

$$M_{ONDULEUR}(\mathbf{X}) = M_{PACK}(\mathbf{X}) + M_{PF}(\mathbf{X}) + M_{DRIVERS} \quad (5-5)$$

« M_{PACK} » et « M_{PF} » représentent, respectivement, les masses des trois modules « *dual-pack* » et la masse de la plaque froide ; « $M_{DRIVERS}$ » désignent les masses des trois drivers de commande des trois bras de l'onduleur. Nous les considérons fixes et nous les ajoutons sur la masse totale. Nous estimons la masse d'un des drivers par une valeur de 150 g.

→ **masse du filtre d'entrée** : la masse totale du filtre est exprimée par :

$$M_{FILTRE_ENTREE}(\mathbf{X}) = M_L(\mathbf{X}) + M_C(\mathbf{X}) + M_{RC}(\mathbf{X}) \quad (5-6)$$

« M_L » représente la masse totale des inductances « L_1 » et « L_2 ». Chaque inductance est composée par la somme de la masse du noyau en ferrite « $M_{FERRITE}$ » et du cuivre de l'enroulement « M_{CU} » :

$$M_L(\mathbf{X}) = M_{L1}(\mathbf{X}) + M_{L2}(\mathbf{X}) \quad (5-7)$$

$$M_{L1}(\mathbf{X}) = M_{FERRITE}^{L1}(\mathbf{X}) + M_{CU}^{L1}(\mathbf{X}) \quad (5-8)$$

$$M_{L2}(\mathbf{X}) = M_{FERRITE}^{L2}(\mathbf{X}) + M_{CU}^{L2}(\mathbf{X}) \quad (5-9)$$

« M_C » représente la masse totale des condensateurs « C_1 », « C_2 », « C_3 » et « C_4 » :

$$M_C(\mathbf{X}) = M_{C1}(\mathbf{X}) + M_{C2}(\mathbf{X}) + M_{C3}(\mathbf{X}) + M_{C4}(\mathbf{X}) \quad (5-10)$$

« M_{RC} » représente la masse totale des résistances « R_{C2} » et « R_{C4} » :

$$M_{RC}(\mathbf{X}) = M_{RC2}(\mathbf{X}) + M_{RC4}(\mathbf{X}) \quad (5-11)$$

- ☑ **critère $\mathbf{F}_2(\mathbf{X})$: minimisation des pertes moyennes de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » sur l'ensemble des points de la mission de vol**

Le calcul des pertes moyennes totales intègre les occurrences des différents points de la mission de vol. Les pertes totales considérées pour l'optimisation sont donc exprimées par :

$$\mathbf{F}_2(\mathbf{X}) = \min[\langle P_{TOTAL}(\mathbf{X}) \rangle] \quad (5-12)$$

$$\langle P_{TOTAL}(\mathbf{X}) \rangle = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} \delta_{Eq}(i) \cdot [P_{ONDULEUR}(i, \mathbf{X}) + P_{FILTRE_ENTREE}(i, \mathbf{X})] \quad (5-13)$$

« $k_{MISSION}$ » est le nombre total de points de la mission considérée ; « i » est l' i -ème point de la mission de vol.

« δ_{Eq} » représente l'occurrence statistique de chaque point de mission, fonction de la phase de vol et des conditions climatiques extérieures cf. **Chapitre 1**.

→ **pertes de l'onduleur de tension** : les pertes totales de l'onduleur sont données par :

$$P_{ONDULEUR}(\mathbf{X}) = P_{COND}(\mathbf{X}) + P_{COM}(\mathbf{X}) \quad (5-14)$$

« P_{COND} » et « P_{COM} » représentent, respectivement, les pertes totales par conduction et par commutation. Dans le cas de l'onduleur deux niveaux considéré, ce sont les pertes des six IGBT et des six diodes antiparallèles.

→ **pertes du filtre d'entrée** : les pertes totales du filtre sont données par :

$$P_{FILTRE_ENTREE}(\mathbf{X}) = P_L(\mathbf{X}) + P_C(\mathbf{X}) + P_{RC}(\mathbf{X}) \quad (5-15)$$

« P_L » représente les pertes totales des inductances « L_1 » et « L_2 ». Chaque inductance composée par la somme des pertes dans la ferrite « $P_{FERRITE}$ » et dans le cuivre de l'enroulement « P_{CU} » :

$$P_L(\mathbf{X}) = P_{L1}(\mathbf{X}) + P_{L2}(\mathbf{X}) \quad (5-16)$$

$$P_{L1}(\mathbf{X}) = P_{FERRITE}^{L1}(\mathbf{X}) + P_{CU}^{L1}(\mathbf{X}) \quad (5-17)$$

$$P_{L2}(\mathbf{X}) = P_{FERRITE}^{L2}(\mathbf{X}) + P_{CU}^{L2}(\mathbf{X}) \quad (5-18)$$

« P_C » représente les pertes Joule totales dans les condensateurs « C_1 », « C_2 », « C_3 » et « C_4 » :

$$P_C(\mathbf{X}) = P_{C1}(\mathbf{X}) + P_{C2}(\mathbf{X}) + P_{C3}(\mathbf{X}) + P_{C4}(\mathbf{X}) \quad (5-19)$$

« M_{RC} » les pertes Joule totales dans résistances « R_{C2} » et « R_{C4} » :

$$P_{RC}(\mathbf{X}) = P_{RC2}(\mathbf{X}) + P_{RC4}(\mathbf{X}) \quad (5-20)$$

5.2.3 Contraintes d'optimisation « $G(\mathbf{X})$ » de la « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée »

Le tableau Tab.3-4 présente l'ensemble des contraintes considérées du problème d'optimisation de la boucle locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » « $N_{cont} = 11$ ». Avant de décrire chaque contrainte « g_j » ($j=1, \dots, N_{cont}$), il est pertinent de préciser que nous travaillons avec des contraintes sous forme d'inégalité et qu'une contrainte est respectée dans le cas où elle est inférieure ou égale à zéro.

$$g_j(\mathbf{X}) \leq 0 \quad (5-21)$$

Nous considérons deux niveaux de dimensionnement (cf. Fig. 5-1) afin de réduire le temps de calcul lors du processus d'optimisation. Le « Niveau 1 d'optimisation » correspond à l'étape de pré-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Cette étape appelée « pré-simulation » [REG03, TRA10] définit les données nécessaires pour la commande et les coefficients de linéarisation du composant de puissance, du module de puissance et de la plaque froide. Dans un second temps, nous accédons au « Niveau 2 d'optimisation » correspondant à l'étape de post-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ».

A ce niveau, appelé « post-simulation », nous allons vérifier si cet ensemble pré-dimensionné est capable de parcourir tous les points de la mission de vol.

Ces différentes étapes nous permettent de réduire le coût le calcul dans le sens où les contraintes de Niveau 2 ne seront calculées que si les contraintes de Niveau 1 sont respectées. Lorsqu'une des contraintes de « pré-simulation » est violée nous pénalisons les contraintes de « post-simulation » en attribuant la valeur de pénalisation maximale, soit l'infini « $+\infty$ ».

contrainte $g(\mathbf{X})$ associée		Pré simulation	Post simulation
$g_0(\mathbf{X})$	ratio minimal « f_{dec} / f_{mod} »	✓	✗
FILTRE D'ENTREE			
$g_1(\mathbf{X})$	amplitude maximale de résonance de la « TF » partielle : « V_{PM} / U_{HVDC} »	✗	✓
$g_2(\mathbf{X})$	amplitude maximale de résonance de la « TF » totale : « V_{convDC} / U_{HVDC} »	✗	✓
$g_3(\mathbf{X})$	ondulation maximale de la tension de l'onduleur « V_{convDC} »	✗	✓
$g_4(\mathbf{X})$	contrainte de qualité réseau « HF » : courant « I_{HVDC} » vis-à-vis de la norme Airbus	✗	✓
$g_5(\mathbf{X})$	contrainte de qualité réseau « BF » : harmoniques de tension propagées via l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre d'entrée vis-à-vis de la norme Airbus	✗	✓
$g_6(\mathbf{X})$	courant maximal dans les capacités	✗	✓
ONDULEUR DE TENSION			
$g_7(\mathbf{X})$	température du boîtier	✗	✓
$g_8(\mathbf{X})$	température de jonction de la diode antiparallèle	✗	✓
$g_9(\mathbf{X})$	température de jonction de l'IGBT	✗	✓
$g_{10}(\mathbf{X})$	taux de distorsion harmonique « THD_1 » du courant délivré par l'onduleur	✗	✓

Tab.5-2 : Présentation du vecteur « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » des contraintes de l'ensemble « filtre d'entrée + onduleur » de tension

$$\mathbf{G}(\mathbf{X}) = [g_0(\mathbf{X}) \ g_1(\mathbf{X}) \ g_2(\mathbf{X}) \ g_3(\mathbf{X}) \ g_4(\mathbf{X}) \ g_5(\mathbf{X}) \ g_6(\mathbf{X}) \ g_7(\mathbf{X}) \ g_8(\mathbf{X}) \ g_9(\mathbf{X}) \ g_{10}(\mathbf{X})] \quad (5-22)$$

5.2.3.1 Contraintes de pré-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

☑ **contrainte « $g_0(\mathbf{X})$ » sur le rapport minimal « f_{dec} / f_{mod} »**

Les fréquences modulantes sont calculées en fonction de la polarité de l'actionneur et des points de mission :

$$f_{mod} = p \cdot \frac{N}{60} \quad (5-23)$$

où « p » et « N » représentent, respectivement, le nombre de paires de pôles et la vitesse de rotation mécanique (en tours par minute) de l'actionneur. Les fréquences modulantes étant connues, nous ne vérifions la contrainte que sur le point de fréquence de modulante (i.e. de vitesse) maximale :

$$g_0(\mathbf{X}) = k_{freq} - \frac{f_{dec}}{\max(f_{mod})} < 0 \quad (5-24)$$

« $k_{freq} = 7$ » désigne le ratio minimal acceptable et « $\max(f_{mod})$ » représente le point 23 de la mission de vol, point de vitesse maximale.

5.2.3.2 Contraintes de post-dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les contraintes de post-dimensionnement sont évaluées sur l'ensemble des points de la mission de vol, soit un total de « $k_{MISSION} = 23$ » points. Par contre, le vecteur « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » avec les « $N_{cont} = 11$ » contraintes n'envoie à l'optimiseur qu'une valeur de contrainte par individu « \mathbf{X} » à l'algorithme d'optimisation NSGA-II.

Il faut donc préciser l'évaluation des contraintes de post-dimensionnement, celle-ci étant de type analogue à l'évaluation des contraintes pour la partie actionneur cf. **section 3.2.4.2**. Nous attribuons zéro quand l' i -ème point de la mission vol respecte la j -ème contrainte évaluée. Dans le cas contraire, nous gardons la valeur positive calculée de la contrainte.

☑ contrainte « $g_1(\mathbf{X})$ » sur l'amplitude maximale de résonance de la fonction de transfert partielle du filtre d'entrée « V_{PM}/U_{HVDC} »

Le filtre d'entrée étant du type double cellule avec branche stabilisatrice « RC » parallèle, certaines contraintes doivent être considérées afin d'assurer sa stabilité. Ces contraintes limitent une possible amplification de la fonction de transfert « $TF^{PM}(\omega)$ », appelée « fonction de transfert partielle » du point milieu « PM » du filtre, présentée dans le **Chapitre 4**. Il s'agit d'éviter les possibles résonances internes dans la structure du filtre, pouvant passer inaperçues si nous ne regardons que la fonction de transfert totale (sortie/entrée) du filtre.

Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_1(i, \mathbf{X}) \Big|_{\omega=\omega_{RES}^{PM}} = \begin{cases} 0 & , \text{résonance inférieure à la valeur maximale} \\ |TF^{PM}(i)|_{dB} - G_{TF}^{MAX} & , \text{résonance supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-25)$$

où « $G_{TF}^{MAX} = +3 \text{ dB}$ » représente la valeur maximale de résonance autorisée au point milieu du filtre. Dans le cas d'un système de deuxième ordre classique, cette valeur correspond à des réponses amorties, oscillantes et résonantes avec un coefficient d'amortissement « $\xi \sim 0.33$ ».

La contrainte « $g_1(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_1(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_1(i, \mathbf{X}) \quad (5-26)$$

☑ contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » sur l'amplitude maximale de résonance de la fonction de transfert totale du filtre d'entrée « V_{convDC}/U_{HVDC} »

Cette contrainte de stabilité est similaire à la précédente. Par contre, elle est appliquée à la fréquence de résonance de la fonction de transfert totale du filtre d'entrée.

Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_2(i, \mathbf{X}) \Big|_{\omega=\omega_{RES}} = \begin{cases} 0 & , \text{résonance inférieure à la valeur maximale} \\ |TF(i)|_{dB} - G_{TF}^{MAX} & , \text{résonance supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-27)$$

La valeur de l'amplitude maximale de résonance est aussi imposée à « $G_{TF}^{MAX} = + 3 \text{ dB}$ ». La contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_2(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_2(i, \mathbf{X}) \quad (5-28)$$

☑ contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » sur l'ondulation maximale de la tension « V_{convDC} »

La tension du bus continu alimentant l'onduleur de tension « V_{convDC} » est reconstruite à partie de la méthode temps-fréquence présentée dans le **Chapitre 4**. De cette manière, l'ondulation « ΔV_{convDC} » peut être répertoriée et bornée dans le domaine temporel.



L'application de cette contrainte, par amplitude harmonique, peut être « faussée ». En effet, dans le domaine fréquentiel, le fait de ne pas regarder les phases des harmoniques peut, temporellement, engendrer des ondulations plus ou alors moins importantes. Cet effet a été constaté au début de nos travaux relatifs au dimensionnement du filtre d'entrée.

Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_3(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{ondulation du point inférieure à la valeur maximale} \\ \Delta V_{convDC}(i) - \Delta V_{convDC}^{MAX} & , \text{ondulation du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-29)$$

où « $\Delta V_{convDC}^{MAX} = 27 V_{pp}$ », représente l'ondulation crête-crête maximale autorisée. Elle représente 5 % de la valeur moyenne du bus continu, considérée « $\langle U_{HVDC} = 540 \rangle V_{DC}$ ».

La contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_3(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_3(i, \mathbf{X}) \quad (5-30)$$

☑ contrainte « $g_4(\mathbf{X})$ » sur les harmoniques « HF » de découpage du courant filtré « I_{HVDC} » par rapport à la norme Airbus N24RP0831391 V 1.3

Pour une solution « RLC » donnée, le contenu harmonique du courant « I_{HVDC} » doit respecter la norme avionneur Airbus. Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_4(i, \mathbf{X}, \omega) = \begin{cases} 0 & , \text{harmonique « } I_{HVDC} \text{ » respecte la norme} \\ |I_{HVDC}(\omega)|_{dB} - I_{HVDC}^{STANDARD}(\omega) & , \text{harmonique « } I_{HVDC} \text{ » franchit la norme} \end{cases} \quad (5-31)$$



A ce niveau, le vecteur de fréquences « ω » est limité aux harmoniques du courant « I_{convDC} » allant jusqu'à 150 kHz. Nous négligerons tous les phénomènes pouvant intervenir au-delà de cette limite, notamment les aspects liés à la CEM.

La contrainte « $g_4(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_4(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_4(i, \mathbf{X}, \omega) \quad (5-32)$$

☑ **contrainte « $g_5(\mathbf{X})$ » sur les harmoniques « BF » de courant issus des harmoniques de tension propagés par l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre par rapport à la norme Airbus**

La prise en compte de cette contrainte est liée au fait que nous n'avons pas de composantes en basse fréquence dans le spectre des courants « I_{convDC} » et « I_{HVDC} ». La fréquence la plus faible est autour de 1 kHz. Cela reste une particularité aussi attachée aux fortes vitesses de rotation de l'actionneur HSPMSM. Pour tenir compte de la « BF », nous profitons de l'information des différentes amplitudes contenues dans le gabarit normatif en tension de la norme [AIRBUS_N24RP0831391]. A travers l'impédance d'entrée du filtre « Z_{IN} », nous transformons les harmoniques de tension de la norme avionneur en harmoniques de courant :

$$I_{Z_{IN}}^{PROPAG}(\omega) = \left| U_{HVDC}^{STANDARD}(\omega) \right|_{dB} - \left| Z_{IN}(\omega) \right|_{dB} \quad (5-33)$$

Concrètement, par point de mission, nous extrapolons entre 10 Hz et la fréquence de modulante « f_{mod} », dans l'échelle logarithmique des fréquences de la norme, une trentaine de points. Ces points étant insérés dans l'équation (5-33).

En effet, le fait de considérer que ces harmoniques de courant sont propagées par l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre dans le cas où les harmoniques de tension sont maximum (collés au gabarit), nous place sans doute dans le pire des cas. Vu que le spectre du courant « I_{HVDC} » n'a pas de sous-harmoniques (MLI synchrone à rapports « f_{dec}/f_{mod} » entiers en régime statique), nous pouvons dire que cette hypothèse est, par exemple, une façon de considérer une éventuelle pollution harmonique causée par d'autres charges branchées sur le réseau.

Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_5(i, \mathbf{X}, \omega) = \begin{cases} 0 & , \text{harmonique « } U_{HVDC}/Z_{IN} \text{ » respecte la norme} \\ I_{Z_{IN}}^{PROPAG}(\omega) - I_{HVDC}^{STANDARD}(\omega) & , \text{harmonique « } U_{HVDC}/Z_{IN} \text{ » franchit la norme} \end{cases} \quad (5-34)$$

La contrainte « $g_5(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_5(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_5(i, \mathbf{X}, \omega) \quad (5-35)$$

☑ **contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » sur le courant efficace maximal autorisé dans les capacités**

Le comparatif entre les différents fabricants de condensateurs, présenté dans le **Chapitre 4**, a montré que le courant efficace joue un rôle important sur la masse du condensateur. Pour considérer les limites des courants efficaces dans la boucle d'optimisation, nous les prenons en compte en limitant la valeur maximale de courant efficace à « $I_C^{MAX} = 90 \text{ A}_{eff}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_6(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{courants inférieurs « } I_C^{MAX} \text{ »} \\ \max(I_{C1}^{RMS}, I_{C2}^{RMS}, I_{C3}^{RMS}, I_{C4}^{RMS}) - I_C^{MAX} & , \text{courant maximal supérieur à « } I_C^{MAX} \text{ »} \end{cases} \quad (5-36)$$

La contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_6(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_6(i, \mathbf{X}) \quad (5-37)$$

☑ contrainte « $g_7(\mathbf{X})$ » sur la température maximale du boîtier du module de puissance

La valeur de température maximale du module de puissance est « $T_{BOITIER}^{MAX} = 100 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_7(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{BOITIER}(i) - T_{BOITIER}^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-38)$$

La contrainte « $g_7(\mathbf{X})$ » est donc définie :

$$g_7(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_7(i, \mathbf{X}) \quad (5-39)$$

☑ contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » sur la température maximale de jonction de la diode antiparallèle

La valeur maximale de température acceptée au niveau de la jonction de la diode antiparallèle est « $T_J^{MAX} = 125 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_8(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{DIODE}(i) - T_J^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-40)$$

La contrainte « $g_8(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_8(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_8(i, \mathbf{X}) \quad (5-41)$$

☑ contrainte « $g_9(\mathbf{X})$ » sur la température maximale de jonction de l'IGBT

La température maximale acceptée au niveau de la jonction de l'IGBT est « $T_J^{MAX} = 125 \text{ °C}$ ». Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie :

$$g_9(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{température du point inférieure à la valeur maximale} \\ T_{IGBT}(i) - T_J^{MAX} & , \text{température du point supérieure à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-42)$$

La contrainte « $g_9(\mathbf{X})$ » est donc définie par :

$$g_9(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_9(i, \mathbf{X}) \quad (5-43)$$

☑ contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » sur le taux de distorsion harmonique « THD » maximal des courants de phase de l'actionneur HSPMSM délivrés par l'onduleur de tension

Pour considérer la qualité en sortie de l'onduleur de tension, une problématique doit être résolue : quel critère de qualité définir de façon à intégrer tous les points de mission ? Imposer, par exemple, un « THD » unique contraindra fortement les points de plus faibles puissances. Nous avons opté pour une limitation du taux de distorsion harmonique « $THD_i^{VAR}(i)$ » variable en fonction des différents niveaux de puissance des points « i » de la mission :

$$THD_i^{VAR}(i) = \frac{P_{EQUI}^{MAX}}{P(i)} \cdot THD_i^{MAX} \quad (5-44)$$

où « P_{EQUI}^{MAX} » représente la puissance de l'équipement (70 kW) ; « $P(i)$ » la puissance par point de fonctionnement de la mission de vol. La valeur maximale de taux de distorsion harmonique adoptée au point de puissance nominal est « $THD_I^{MAX} = 8\%$ ».

Par point de la mission de vol, la contrainte est donc définie par :

$$g_{10}(i, \mathbf{X}) = \begin{cases} 0 & , \text{« } THD_I \text{ » du point inférieur à la valeur maximale} \\ THD_I(i) - THD_I^{VAR}(i) & , \text{« } THD_I \text{ » du point supérieur à la valeur maximale} \end{cases} \quad (5-45)$$

Le taux de distorsion harmonique par point « i » de mission est calculé par :

$$THD_I(i) \Big|_{i=1, \dots, k_{MISSION}} = \frac{\sqrt{\sum_{m=2}^{N_h} I_{Um}^2}}{I_{U1}} \quad (5-46)$$

« m » représente le rang de l'harmonique de courant de phase « I_U » ; « N_h » est le nombre d'harmoniques considérés (variables selon le point de fonctionnement).

La contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » est donc définie :

$$g_{10}(\mathbf{X}) = \sum_{i=1}^{k_{MISSION}} g_{10}(i, \mathbf{X}) \quad (5-47)$$

5.2.4 Réglage utilisé de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

Les paramètres de réglage du NSGA-II étant présentés de façon générale dans le **Chapitre 1**, le tableau Tab.1-8 présente les réglages propres à la boucle d'optimisation locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ».

Notation	Description	Valeur
n	nombre de paramètres	10
N_{cont}	nombre de contraintes	11
N_{gene}	nombre de générations	500
N_{tests}	nombre d'exécutions	5
p_m	taux de mutation du vecteur « \mathbf{X} »	1/10

Tab.5-3 : Boucle d'optimisation locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » : paramètres de réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II utilisés

↑ ce nombre représente le nombre d'exécutions effectuées par solution d'actionneur haute vitesse utilisée. Les solutions considérées, présentées dans le **Chapitre 3** (solutions particulières extraites du « Pareto actionneur » plus la solution de référence MSP 70 kW), sont rappelées dans la figure Fig. 5-3 de la **section 5.3**.

Pour les vingt « runs » d'optimisation effectués par l'algorithme d'optimisation NSGA-II, le temps de calcul par exécution est d'environ 9 heures 30 minutes, et ceci pour les « $k_{MISSION} = 23$ » points de la mission de vol (les « runs » de la « partie actionneur » n'y sont pas inclus). La Fig. 5-2 présente le synoptique détaillé de la boucle locale de conception par optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ».

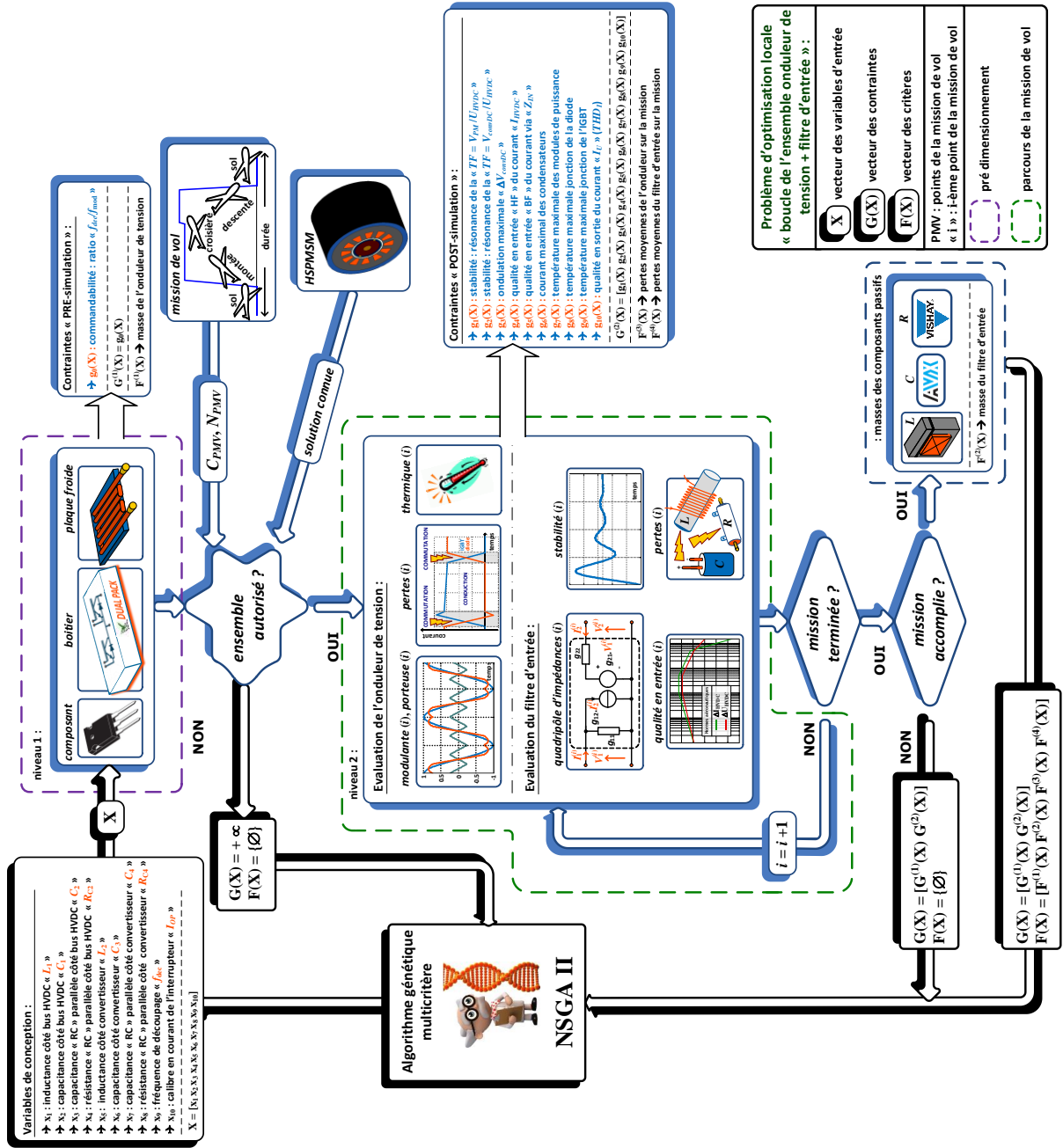


Fig. 5-2 : Schéma de la boucle d'optimisation locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

5.3 Analyse des fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Cette section présente les principaux résultats de la boucle d'optimisation locale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Similairement au cas de la boucle d'optimisation locale de l'actionneur haute vitesse, notre objectif est de nous servir de l'approche de conception par optimisation comme d'un outil d'analyse *a posteriori*, nous permettant de comprendre certains couplages « paramètres – contraintes – critères », liant les différents aspects traités (qualité réseau, thermique de l'onduleur, limites de la commande de l'onduleur, etc.)

Les sections qui suivent illustrent ainsi la complexité du problème et les tendances principales obtenues à partir de l'analyse des fronts appelés « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée ». Ces fronts sont déterminés pour les trois solutions particulières d'actionneurs extraites du front « Pareto actionneur » (présentées cf. **Chapitre 3**) plus l'actionneur de référence. Nous rappelons les caractéristiques de ces solutions dans le plan « masse – pertes » (Fig. 5-3).

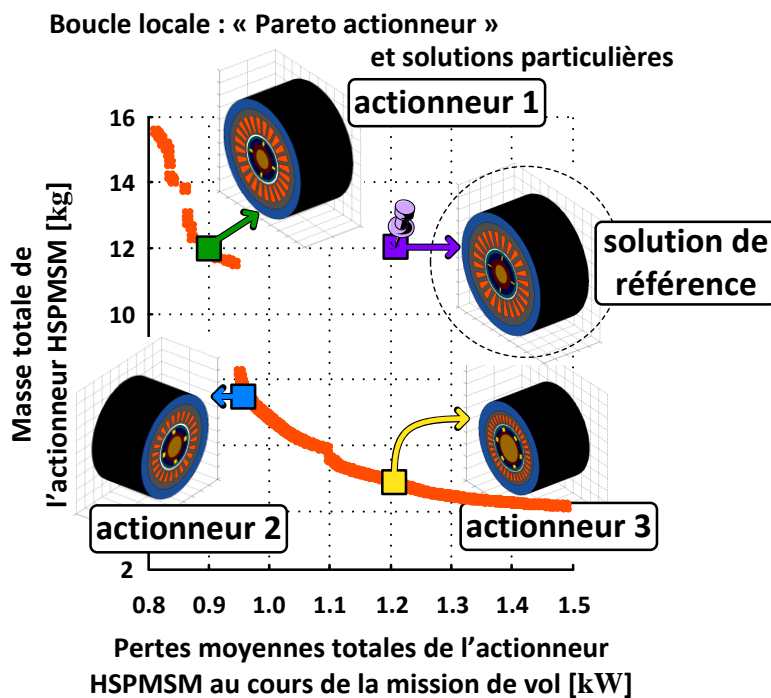


Fig. 5-3 : Rappel des actionneurs extraits du « Pareto actionneur » utilisés comme « charge » pour le dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

5.3.1 Fronts optimaux de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

La Fig. 5-4 présente les fronts optimaux de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » obtenus en considérant l'ensemble des solutions non-dominées issues de « $N_{rest} = 5$ » exécutions de l'algorithme NSGA-II par solution d'actionneur injectée. Nous remarquons immédiatement l'allure particulière des fronts, montrant pour cette partie alimentation la difficulté à établir des compromis dans le plan des critères : on parle dans ce cas de « fronts raides » ou de « fronts faibles ».

Nous constatons en effet une forte variation du critère des masses (plus de 70 %) pour une très faible variation du critère de pertes moyennes (environ 2 % pour les solutions avec les actionneurs 1, 3 et la MSP 70 kW comme charge et environ 9 % pour l'actionneur 2).

Le tableau Tab.5-4 présente les valeurs minimales et maximales des masses et pertes ainsi que le nombre de solutions des quatre fronts obtenus.

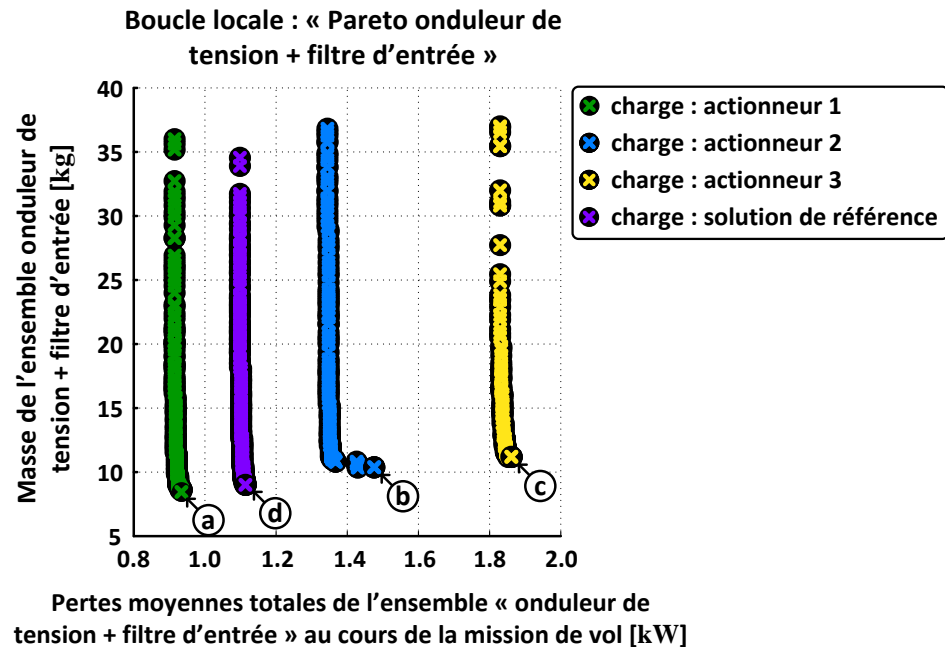


Fig. 5-4 : « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » résultat des 20 exécutions de l'algorithme d'optimisation multicritère NSGA-II

	Masse [kg]		Pertes [kW]		Nombre de solutions
	min	max	min	max	
Actionneur injecté comme charge					
actionneur 1 (iso-masse de la solution de référence)	8.5	36.0	0.92	0.94	138
actionneur 2 (compromis masse x pertes)	10.3	36.8	1.35	1.48	135
actionneur 3 (iso-pertes de la solution de référence)	11.1	37	1.83	1.87	102
solution de référence (MSP 70 kW)	9.0	34.5	1.10	1.12	170

Tab.5-4 : Valeurs minimales et maximales des fronts de Pareto des quatre fronts de Pareto

D'ores et déjà, vu la forme des fronts obtenus, nous pouvons conclure que les solutions les plus intéressantes sont certainement celles avec les plus faibles masses, désignées par les lettres « a », « b », « c » et « d » sur la figure Fig. 5-4.

Répartition des sous-critères

La Fig. 3-14 présente la répartition des différents sous-critères. Par solution d'actionneur considérée, la Fig. 3-14a montre que les pertes moyennes du filtre d'entrée sont nettement inférieures aux pertes moyennes de l'onduleur de tension.

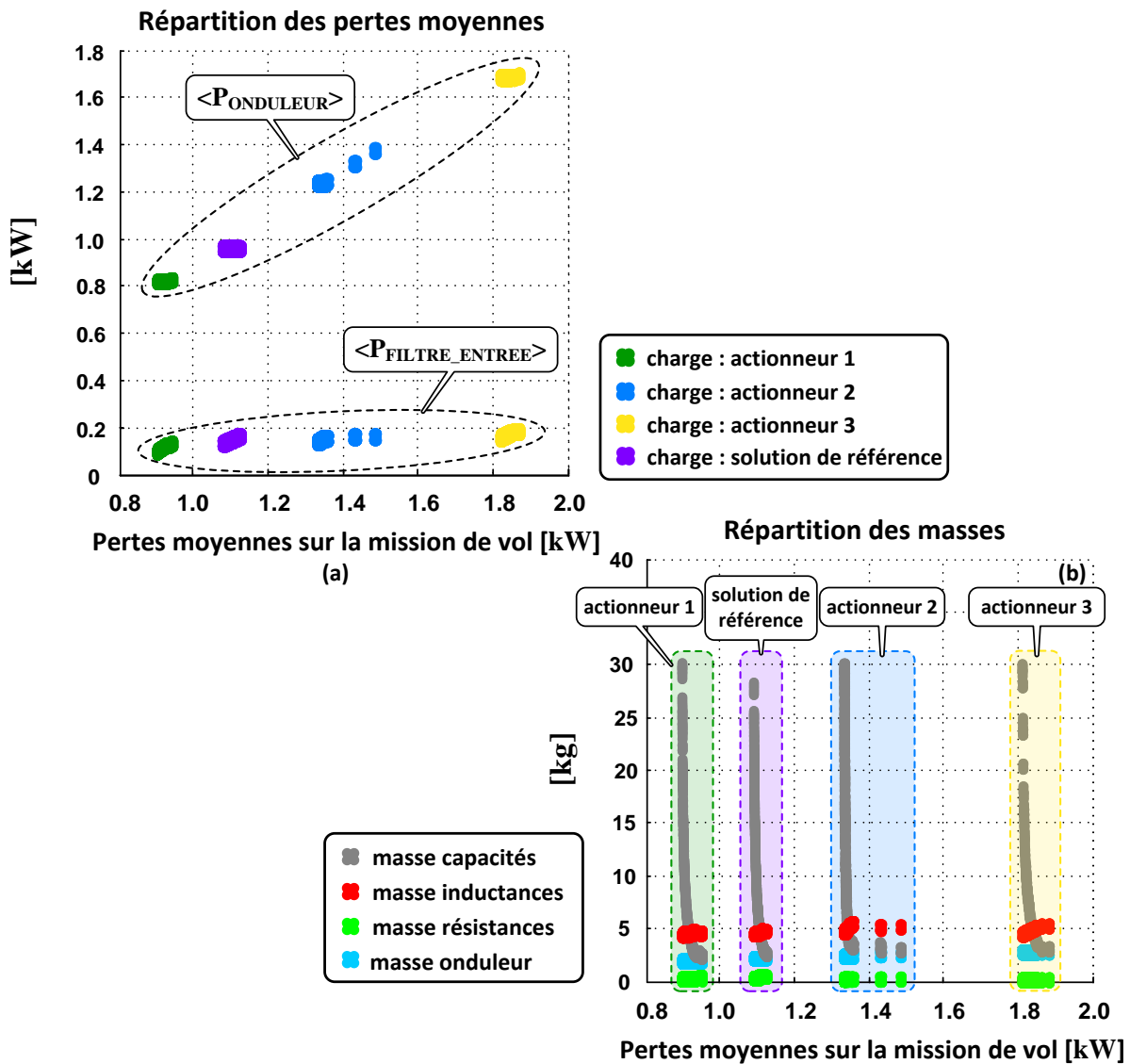


Fig. 5-5 : Répartition des critères partiels d'optimisation : (a) pertes moyennes ; (b) masses

En ce qui concerne le critère de masses (cf. Fig. 3-14b), certains aspects sont à souligner :

- sur l'ensemble des quatre fronts, la masse du filtre d'entrée est prépondérante par rapport à la masse de l'onduleur de tension. Ce constat est surtout lié aux forts niveaux de puissance transitant dans la chaîne « ECS électrique » pour assurer la qualité réseau vis-à-vis du gabarit en courant de la norme Airbus (voir **section 5.5.1**) ;
- la masse de l'onduleur de tension est l'image du calibre en courant des IGBTs issu de l'optimisation. Le calibre en courant est l'élément essentiel qui définit les caractéristiques du composant de puissance et la surface de la plaque froide ;
- parmi les solutions de grande masse (à front donné, celles les plus à gauche), ce sont les masses des capacités qui dominent très largement. Comme nous le verrons dans la section suivante, ces solutions « massives » sont constituées par des filtres avec les plus faibles fréquences de coupure, les plus faibles gains à la fréquence de résonance et les plus faibles ondulations de la tension « V_{convDC} ». Toutefois, ces solutions à très grande masse ne sont évidemment pas intéressantes ;

- concernant les solutions les plus intéressantes (à front donné, celles les plus à droite des fronts : points (a), (b), (c), (d)) deux aspects sont remarquables : i) la masse du filtre représente environ $\frac{1}{4}$ de la masse totale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » ; ii) concernant la masse du filtre d'entrée, les inductances représentent plus de 60 % de la masse totale.

5.3.2 Analyse des couplages et de l'influence des contraintes sur le front

Les figures Fig. 5-6, Fig. 5-7 et Fig. 5-10 présentent l'évolution des variables de conception du modèle de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». L'axe des abscisses étant le même (pertes moyennes totales de cet ensemble), il permet d'identifier le positionnement de toutes les variables du vecteur « \mathbf{X} » d'une solution donnée sur les quatre fronts de Pareto considérés.

5.3.2.1 Evolution des variables de conception du filtre d'entrée

La topologie de filtre étant à deux cellules en série type LC avec branche stabilisatrice RC parallèle (cf. **Annexe R**), les résultats montrent que l'optimisation a « simplifié » la structure du filtre d'entrée, éliminant une des cellules. La Fig. 5-6 présente l'évolution des paramètres de la cellule 1, l'inductance « L_1 » est pratiquement mise à zéro et les capacités « C_1 » et « C_2 » sont très faibles, caractérisant des impédances infinies. La cellule 1 peut donc être supprimée.

☑ cellule 1

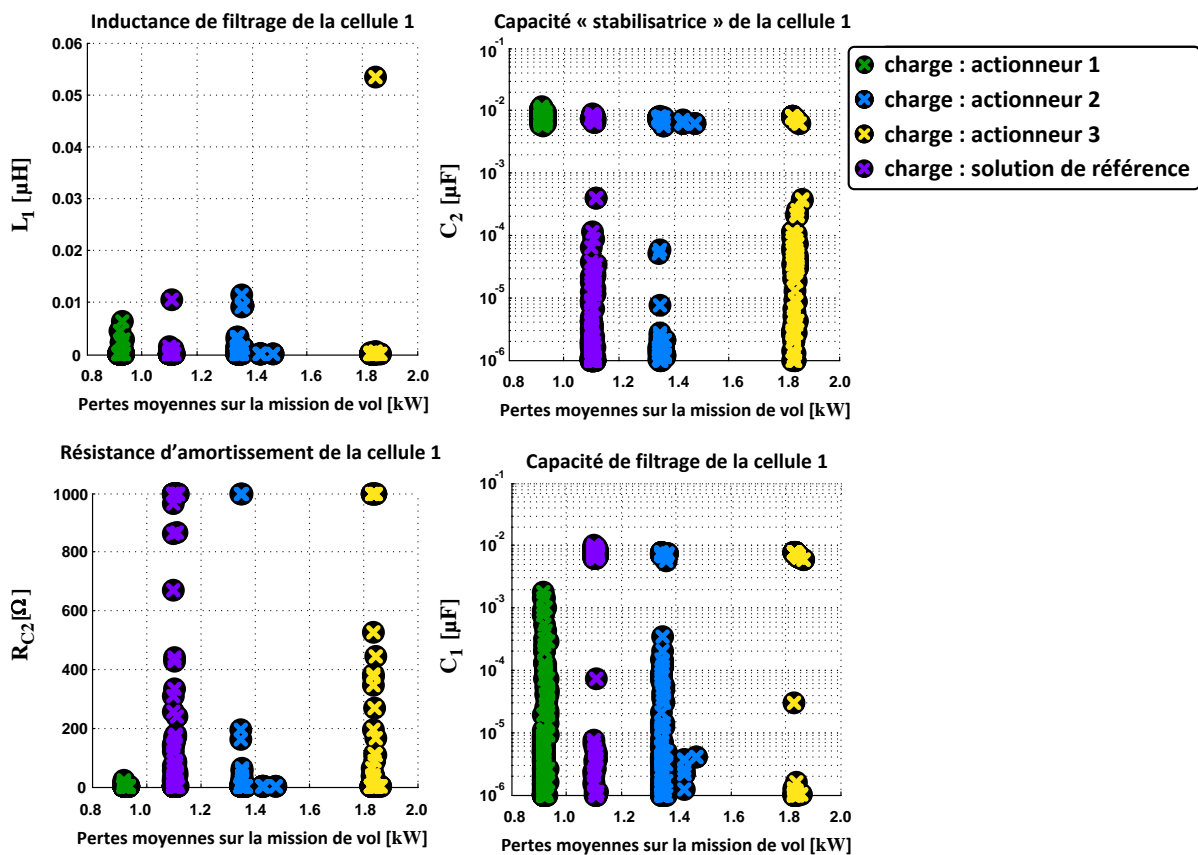


Fig. 5-6 : Evolution des variables de conception du filtre d'entrée – cellule 1

☑ cellule 2

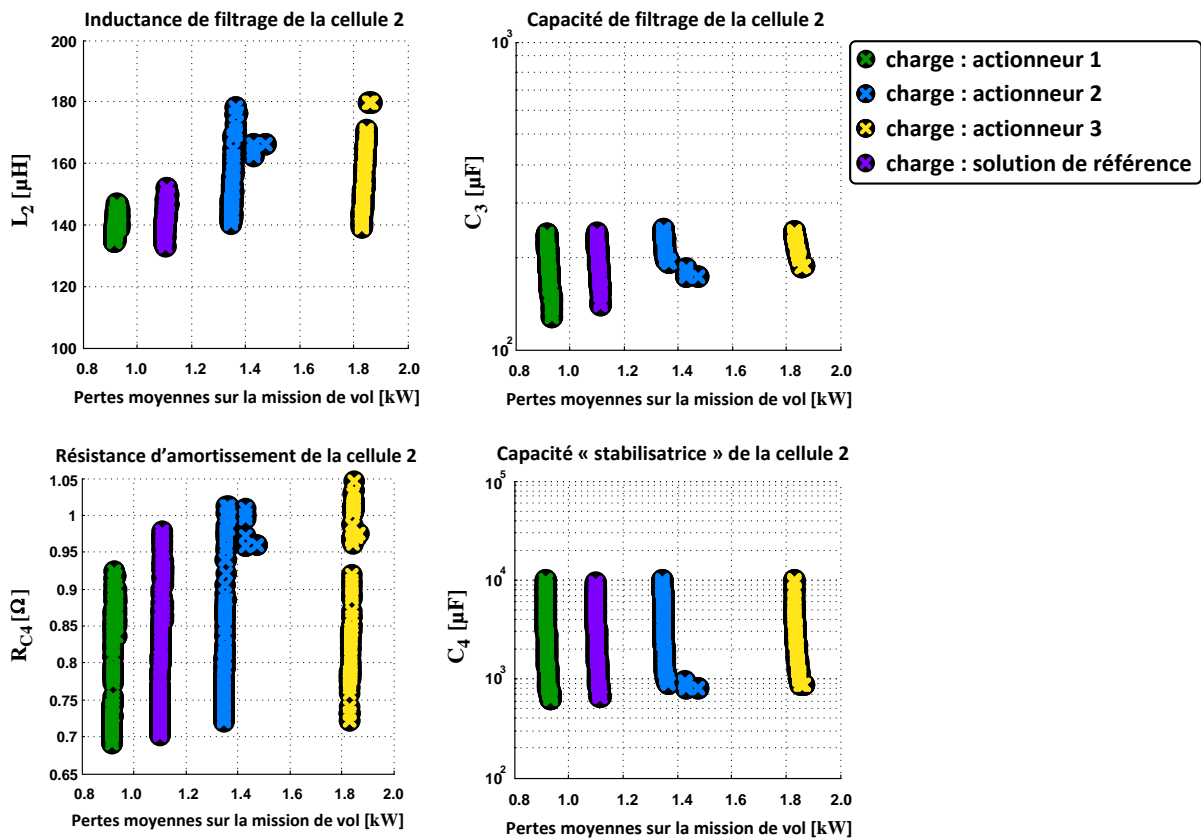


Fig. 5-7 : Evolution des variables de conception du filtre d'entrée – cellule 2

La Fig. 5-7 présente l'évolution des paramètres de la cellule 2. Certains points sont mis en évidence :

- face à la variation des capacités « C_3 » et « C_4 », la variation de l'inductance « L_2 » est très faible. En effet, nous pouvons dire que les valeurs de « L_2 » sont l'image de la combinaison entre la forte pente située entre les fréquences de 50 à 150 kHz et les niveaux de puissance considérés dans l'ECS électrique ;
- la Fig. 5-8a présente les fréquences de résonance pour les différentes solutions des quatre fronts considérés. Corrélée aux quatre fronts des sous-critères de la figure Fig. 3-14b, nous remarquons bien que l'augmentation de la fréquence de résonance est suivie de la diminution de la masse totale du filtre ;
- concernant les éléments de la branche « $R_{C4}C_4$ » stabilisatrice, leur combinaison joue sur l'amplitude des fonctions de transfert à la fréquence de résonance. Nous voyons dans la figure Fig. 5-8b, que la diminution de la masse du filtre d'entrée est aussi associée à l'augmentation du gain d'amplitude à la fréquence de résonance de la fonction de transfert totale « V_{convDC}/U_{HVDC} ». La cellule 1 étant supprimée par l'optimisation, le gain en dB de la fonction de transfert du point milieu « V_{PM}/U_{HVDC} » est évidemment nul ;
- la limitation de la résonance à + 3 dB par la contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » impose un compromis entre le rapport « $n = C_3/C_4$ » de façon que la branche stabilisatrice n'affecte pas (ou affecte très peu) la coupure du filtre principal « L_2C_3 ». Ce rapport est donné dans la figure Fig. 5-8c ;
- communément, une règle représentant un bon compromis de dimensionnement pour la structure adoptée, consiste à utiliser un rapport entre les capacités « $n = C_3/C_4 = 4$ » [VEN87]. La Fig. 5-8c montre que les meilleures solutions de filtre (à masse minimale) se trouvent à rapport « $n \sim 4$ » et en butée maximale de résonance. Cela démontre donc la bonne convergence de l'algorithme d'optimisation NSGA-II ;

→ nous rappelons par ailleurs que ces résultats sont liés au fait que l'impédance côté charge (impédance synchrone) est constante (à solution actionneur donnée) par front analysé. Ce point sera repris dans le **Chapitre 6** dans l'approche d'une optimisation globale, pour laquelle les actionneurs sont aussi dimensionnés au regard de la qualité réseau.

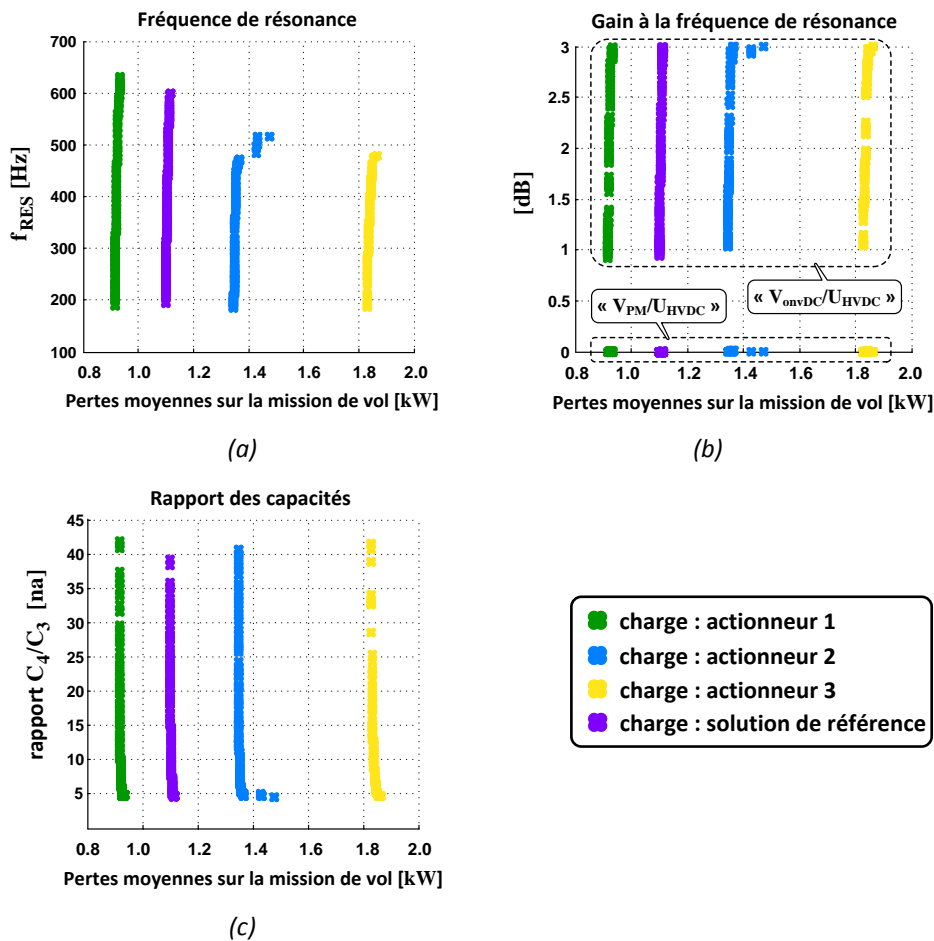


Fig. 5-8 : Caractéristiques des solutions: (a) fréquence de résonance ; (b) amplitude des fonctions de transfert (point milieu « V_{PM}/U_{HVDC} ») et totale « V_{convDC}/U_{HVDC} » du filtre à la fréquence de résonance ; (c) rapport entre capacités « C_4/C_3 »

☑ Courant efficace dans les condensateurs

La

(a) (b)

Fig. 5-9 présente, par solution et pour chaque front, les valeurs maximales et minimales atteintes au cours de la mission de vol. Systématiquement, les valeurs maximales sont au point 11 (~ 70 kW) et les minimales au point 16 (~ 18 kW) de la mission de vol (cf. **Chapitre 1**).

D'une manière générale, nous remarquons que :

- la diminution de l'impédance en charge (de l'actionneur 1 à l'actionneur 3) est associée à l'augmentation du courant efficace dans la capacité « C_3 » du filtre principal « L_2C_3 » ;
- l'augmentation de la résistance d'amortissement « R_{C4} » entraîne la diminution du courant efficace de la capacité « C_4 » de la branche stabilisatrice « $R_{C4}C_4$ ».

En particulier, pour les solutions ayant l'actionneur 2 comme charge, arrivant en butée de la contrainte « $g_6(\mathbf{X})$ » de courant efficace maximal dans la capacité « C_3 », l'optimiseur a diminué les

valeurs du filtre principal « L_2C_3 ». Cette nouvelle disposition reconfigure les éléments de la branche stabilisatrice « $R_{C4}C_4$ » et réorganise le partage des courants efficaces « I_{C3} » et « I_{C4} ».

Ces changements permettent de gagner en masse de filtre (augmentation de la fréquence de coupe cf. Fig. 5-8a). Même si la masse de l'onduleur de tension est légèrement plus élevée (calibre en courant « I_{OP} » plus grand), le critère de minimisation de la masse totale de l'ensemble est favorisé. Ces résultats expliquent l'extension du « bout » du front considéré (cf. Fig. 5-4).

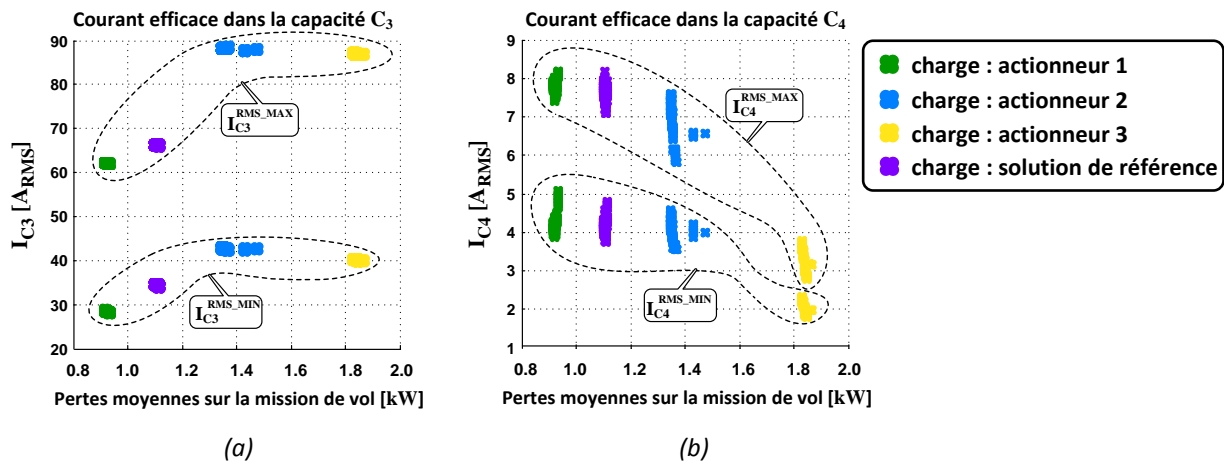


Fig. 5-9 : Valeurs maximales et minimales des courants efficaces dans les capacités : (a) capacité « C_3 » ; (b) capacité « C_4 »

5.3.2.2 Evolution des variables de conception de l'onduleur de tension

La Fig. 5-10 présente l'évolution des paramètres associés au dimensionnement de l'onduleur de tension : le calibre en courant « I_{OP} » du composant de puissance (Fig. 5-10a) ; la fréquence de découpage « f_{dec} » (Fig. 5-10b).

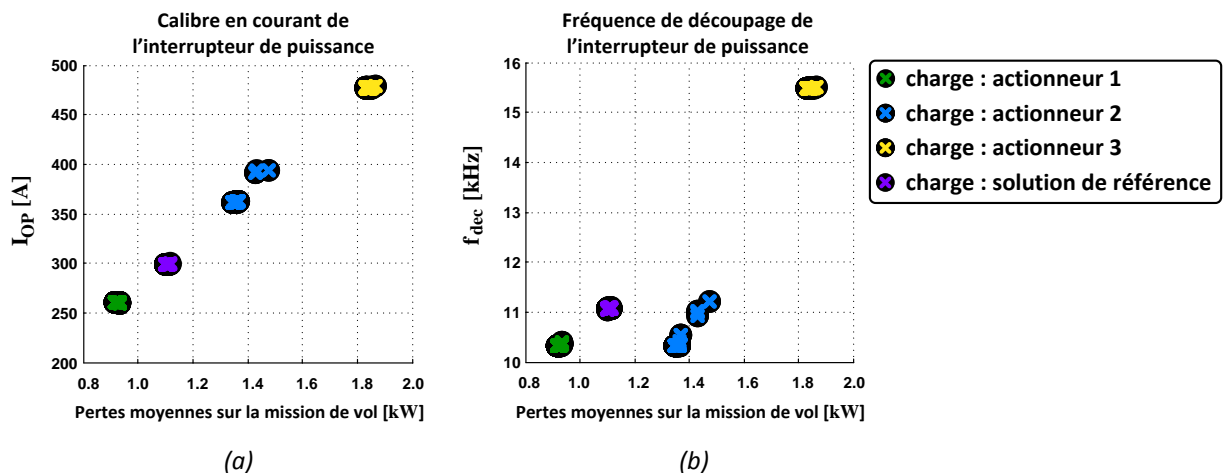


Fig. 5-10 : Evolution des variables de conception de l'onduleur : (a) calibre en courant ; (b) fréquence de découpage

Calibre en courant « I_{OP} » de l'interrupteur de puissance

Le calibre en courant définit les caractéristiques physiques de l'onduleur de tension (le poids, les coefficients d'énergie, le circuit thermique, etc.). Pour comprendre les résultats obtenus, les paragraphes suivants résumant certains points clés.

La minimisation du calibre en courant favorise la compacité de l'ensemble (masse des modules de puissance et de la plaque froide). D'autre part, nous avons pu constater un effet important : elle minimise aussi les pertes les plus influentes (les pertes par commutation).

Les pertes par conduction, quant à elles, ont tendance à augmenter avec la diminution du calibre en courant (augmentation des résistances à l'état passant « R_{ON_IGBT} » et « R_{ON_DIODE} »). Par contre, leur valeur étant limitée à environ 30 % des pertes onduleur totales (pertes par commutation dominantes), la masse de l'onduleur évolue globalement dans le même sens que les pertes.

Une question se pose : via quel moyen l'optimisation définit-elle la valeur du calibre en courant « I_{OP} » ? La réponse repose sur la thermique. La minimisation du calibre en courant est en effet suivie d'une augmentation des résistances thermiques entre la jonction de Silicium et le boîtier (« R_{THJC_IGBT} » et « R_{THJC_DIODE} ») ainsi que des résistances de conduction thermique boîtier-dissipateur « R_{THJC_BD} » et de la plaque froide « R_{THJC_PF} ». Pour une même valeur dissipée de pertes dans l'onduleur les niveaux de températures augmentent lorsque les calibres en courant diminuent.

Sur les résultats de la Fig. 5-10a, de l'actionneur 1 (impédance la plus grande) à l'actionneur 3 (impédance la plus faible), les niveaux de pertes augmentent. Ces résultats sont caractéristiques des calibres en courant justes nécessaires qui configurent le circuit thermique en butée maximale de température. La Fig. 5-11 présente les valeurs maximales et minimales des températures de l'onduleur de tension au cours de la mission par actionneur considéré.

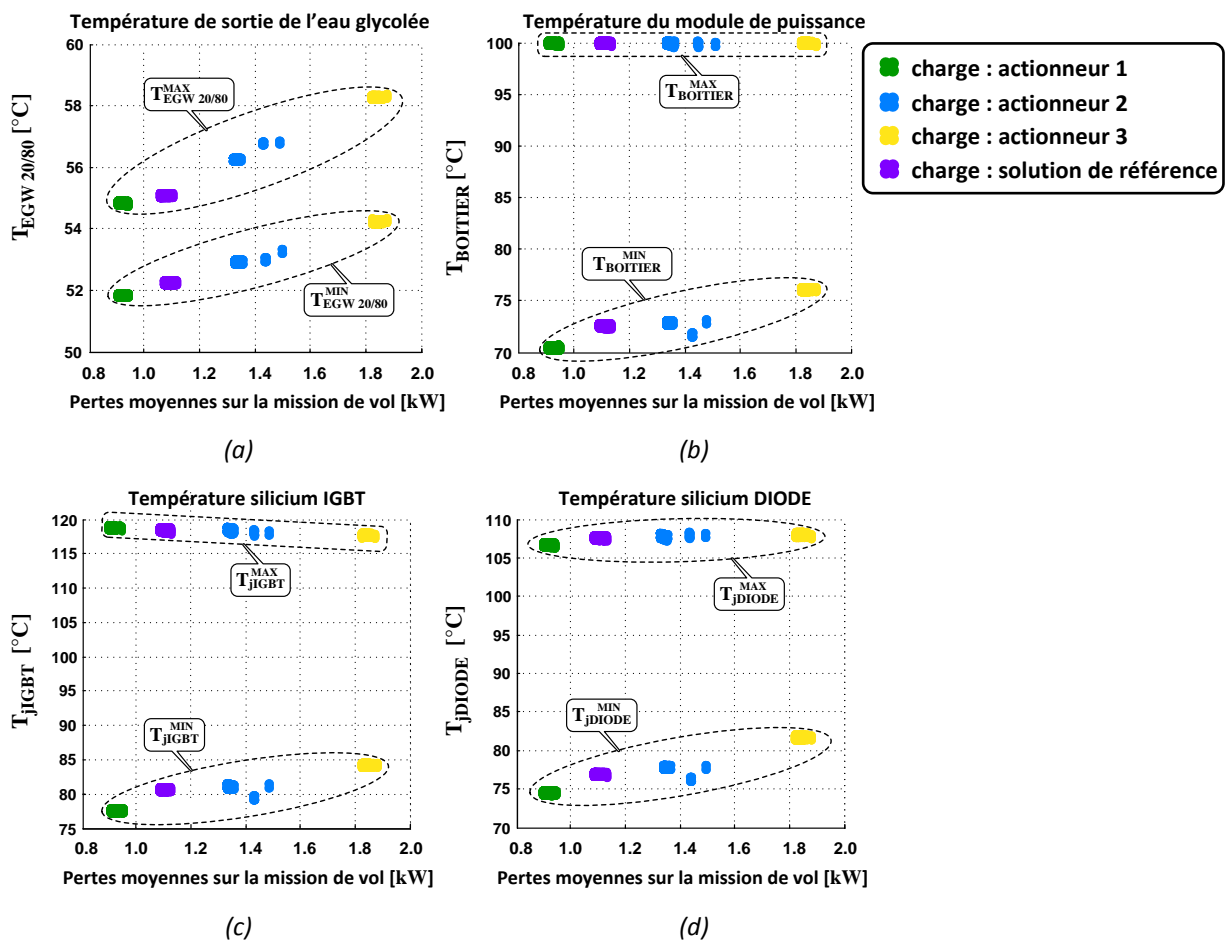


Fig. 5-11 : Valeurs maximales et minimales de températures du circuit thermique de l'onduleur au cours de la mission de vol : (a) température du liquide de refroidissement ; (b) température des modules type « dual pack » considérés ; (c) température de jonction Silicium de l'IGBT ; (d) température de jonction Silicium de la diode

Systématiquement, les valeurs maximales sont au point 11 et les minimales au point 16 de la mission de vol (cf. **Chapitre 1**). Toutes les solutions des quatre actionneurs sont en butée thermique de température du boîtier « $T_{BOITIER}$ ». De même, la température de l'IGBT est proche de la valeur maximale de 125 °C autorisée pour le Silicium.

Par front d'actionneur considéré comme charge, cette butée thermique « bloque » l'évolution de la fréquence de découpage (présentée dans le prochain item), donc l'évolution de la masse de l'onduleur de tension qui reste constante (cf. Fig. 3-14b). Ce résultat important montre que la thermique limite fortement l'évolution de la masse de l'onduleur de tension. Contrairement au cas de l'optimisation de l'actionneur (cf. **Chapitre 3**), les degrés de liberté sur le dimensionnement de l'onduleur, du point de vue des critères considérés, sont très limités. Par d'autres études, nous avons constatés deux autres aspects aussi importants :

- **débit du liquide caloporteur** : le changement de débit de l'eau glycolée n'altère pas les résultats. En effet, la résistance thermique de la plaque froide de référence (**Annexe P**) ne dépend que très faiblement du débit ;
- **circuit de refroidissement** : dans les résultats présentés, la température d'entrée de l'eau glycolée est de « $T_{IN} = 50$ °C ». Pour un même niveau de pertes dissipées (butée thermique) avec une température à la moitié « $T_{IN} = 25$ °C », une variation plus grande de température est donc autorisée et nous avons une réduction d'environ 15 % sur la masse de l'onduleur ;
- **température maximale augmentée** : considérant un composant de puissance fictif, ayant les mêmes caractéristiques qu'un interrupteur Silicium, mais avec une tenue en température deux fois plus grande, la masse de l'onduleur serait réduite de plus de 50 %.

Les résultats montrent que la masse de l'onduleur est l'image du calibre en courant « I_{op} » du composant de puissance choisi. Ce dernier, couplé avec la thermique, est fortement dépendant des niveaux des pertes dissipées dans le convertisseur. Ce sujet, à son tour, est lié à la fréquence découpage de l'onduleur, présentée par la suite.

☑ fréquence de découpage « f_{dec} »

La fréquence de découpage est le paramètre agissant sur tous les éléments de la chaîne de conversion d'énergie. Pour comprendre les résultats obtenus, quelques rappels sont mentionnés :

- **fréquence minimale pour la commande** : pour assurer le rapport « f_{dec}/f_{mod} » supérieur à 7 et respecter la contrainte « $g_0(\mathbf{X})$ », la fréquence de découpage minimale pour les actionneurs à nombre de paires de pôles « $p = 2$ » est de « $f_{decMIN} \sim 10.3$ kHz », tandis que pour les actionneurs à « $p = 3$ », il faut avoir « $f_{decMIN} \sim 15.5$ kHz » ;
- **pertes** : les pertes par commutation de l'onduleur sont l'image directe de « f_{dec} » et les pertes du filtre sont principalement liées à la raie « $2.f_{dec}$ » du spectre du courant « I_{convDC} » ;
- **qualité en entrée** : la qualité en entrée est conditionnée par le respect de la norme Airbus via les contraintes « $g_4(\mathbf{X})$ » et « $g_5(\mathbf{X})$ ». Une image de la qualité réseau est obtenue par les ondulations du courant filtré « I_{HVDC} » inversement proportionnelles au produit « $f_{dec} \cdot L_2$ » ;
- **qualité en sortie** : via la contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ », la qualité en sortie est caractérisée par le taux de distorsion harmonique du courant de l'actionneur « THD_{I_U} ». Une image de la qualité en sortie est exprimée par les ondulations du courant « I_U », ces ondulations étant inversement proportionnelles au produit « $f_{dec} \cdot L_{SYNC}$ ». Par exemple, pour la solution de référence MSP 70 kW, avec un « $THD_{I_U} = 5$ % » au point de puissance maximale, il faut commuter au minimum à « $f_{dec} \sim 16.5$ kHz ».

A partir des résultats issus de l'optimisation, nous pouvons observer l'impact de « f_{dec} » sur plusieurs aspects. Comme mentionné précédemment, en fonction du niveau de pertes dissipées, le calibre en courant des IGBT augmente de l'actionneur 1 à l'actionneur 3.

De ce fait, les onduleurs de tension alimentant l'actionneur 1, comparés aux autres actionneurs, ont les plus grandes résistances thermiques : il leur faut donc une fréquence de découpage plus faible (comparée aux autres actionneurs utilisés comme charge) compte tenu de la butée thermique de boîtier (Fig. 5-11b).

Dans ce cas, deux fréquences « seuil » doivent être regardées : « f_{dec} » minimale pour assurer la contrainte de commandabilité « $g_0(\mathbf{X})$ » et « f_{dec} » minimale pour respecter la contrainte de qualité en sortie « $g_{10}(\mathbf{X})$ » relative au « THD_{I_U} ».

La Fig. 5-12 présente les valeurs maximales et minimales de « THD_{I_U} » au cours de la mission de vol. Systématiquement, les valeurs minimales sont au point 11 (de puissance maximale) et les maximales au point 16 (de puissance minimale) de la mission de vol (cf. **Chapitre 1**). Concernant les solutions avec l'actionneur 1 comme charge, la valeur minimale de « THD_{I_U} » est à environ 6 %, « $f_{dec} \sim 10.4$ kHz », étant imposée donc par la contrainte « $g_0(\mathbf{X})$ ».

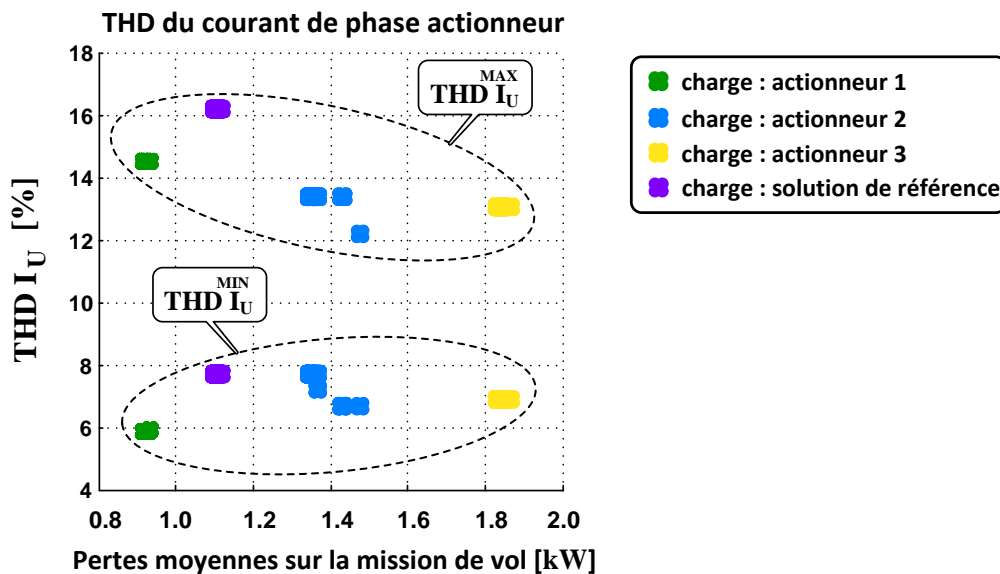


Fig. 5-12 : Evolution du taux de distorsion harmonique du courant de phase des différents actionneurs

La même analyse est donc étendue aux autres fronts. Dans le cas de la solution de référence « MSP 70 kW » utilisée comme charge (cf. Fig. 5-4), la fréquence découpage « f_{dec} » et le calibre en courant « I_{OP} » définissent la masse de l'onduleur de tension de façon à dissiper le minimum de pertes pour être en butée thermique de boîtier (Fig. 5-11b).

Nous remarquons, à travers la Fig. 5-12 que « f_{dec} » est très proche de la fréquence nécessaire pour être aussi en butée de contrainte « $g_{10}(\mathbf{X})$ » relatif au « THD_{I_U} » maximal de 8 % (au point de puissance maximale, soit « $f_{dec} \sim 11.1$ kHz »).

Dans le cas des solutions du front « onduleur de tension + filtre d'entrée » ayant l'actionneur 2 comme charge (cf. Fig. 5-4), nous observons un couplage déjà mentionné dans la **section 5.3.2.1**. Lors de la commutation du calibre en courant « I_{OP} » (cf. Fig. 5-10a) du composant de puissance, les contraintes suivantes sont en butée maximale : i) « $g_6(\mathbf{X})$ » courant efficace maximal dans la capacité « C_3 » ; ii) « $g_7(\mathbf{X})$ » butée thermique maximale du boîtier et iii) « $g_{10}(\mathbf{X})$ » avec « THD_{I_U} » maximal.

Concernant toujours l'actionneur 2, nous remarquons que la minimisation de la masse totale de l'ensemble est suivie aussi d'une amélioration du « THD_{I_U} » par l'augmentation de « f_{dec} ».

Dans le cas des solutions ayant l'actionneur 3 comme charge (cf. Fig. 5-4), « f_{dec} » est définie par la contrainte de commandabilité « $g_0(\mathbf{X})$ ». En effet, cet actionneur ayant un nombre de paires de pôles « $p = 3$ », la fréquence de découpage minimale doit être supérieure à 15.5 kHz, donc un calibre en courant « I_{OP} » important est demandé pour ces onduleurs. Bien que cet actionneur soit le plus léger, cela explique pourquoi ces solutions ont les pertes (commutations à fort « f_{dec} ») les plus grandes (comparés aux solutions avec les autres actionneurs).

D'autre part, bien qu'ayant la fréquence de découpage la plus élevée, les solutions issues de l'actionneur 3 n'ont pas les plus faibles « THD_{I_U} », c'est-à-dire la meilleure qualité en sortie onduleur. Ce constat s'explique par le fait que l'actionneur 3 a la plus faible impédance (« L_{SYNC} » la plus petite) en comparaison avec l'actionneur 1 présentant l'inductance « L_{SYNC} » la plus grande.

En contrepartie, vis-à-vis de la qualité en entrée, nous verrons dans la section suivante que les solutions avec l'actionneur 3 sont les plus performantes.

5.3.2.3 Ondulations des tensions « ΔU_{HVDC} » et « ΔV_{convDC} » et de courant « ΔI_{HVDC} »

La Fig. 5-13 présente les valeurs maximales et minimales des ondulations de tension et de courant des variables du quadripôle d'impédances sur l'ensemble des points de la mission de vol.

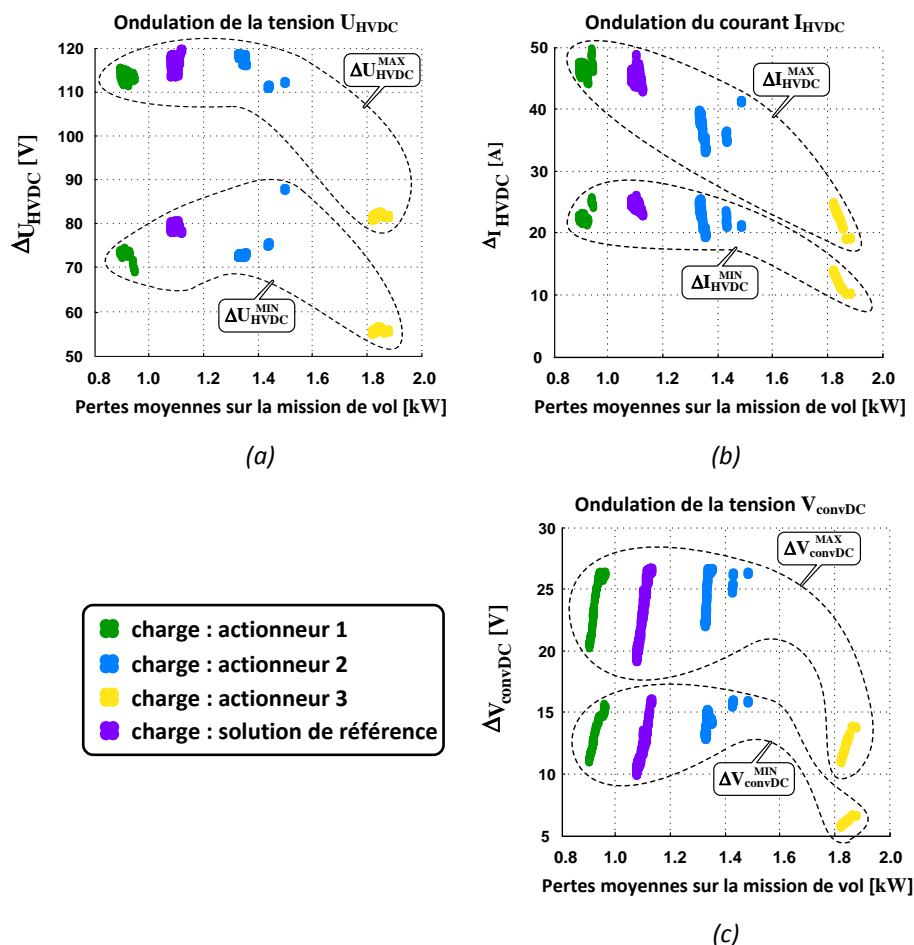


Fig. 5-13 : Valeurs maximales et minimales des différentes ondulations des variables du quadripôle d'impédances : (a) ondulation de la tension « U_{HVDC} » ; (b) ondulation du courant « I_{HVDC} » ; (c) ondulation de la tension « V_{convDC} »

Nous déduisons de ces résultats que :

- notre démarche de reconstruction de la tension « U_{HVDC} » à partir de la norme Airbus, sous l'hypothèse d'une maximisation du module du courant « I_{HVDC} » (cf. **section 4.4.2.3**), nous donne des ondulations importantes de la tension « U_{HVDC} » (cf. Fig. 5-13a) : environ « $120 V_{peak}$ » pour les actionneurs de référence MSP 70 kW et l'actionneur 2 comme charge ;
- la norme Airbus autorise une fluctuation entre 500 V et 650 V en régime permanent de la tension « U_{HVDC} », soit une ondulation maximale de « $\Delta U_{HVDC} = 150 V$ ». Les niveaux d'ondulations obtenus avec les hypothèses considérées dans notre modèle de dimensionnement, restent donc tout à fait pertinents ;
- les ondulations du courant « I_{HVDC} » (cf. Fig. 5-13b) sont aussi élevées, pouvant atteindre « $\sim 50 A$ » pour les solutions ayant l'actionneur 1 et la solution de référence MSP 70 kW comme charge ;
- même si toutes les solutions des quatre fronts considérées respectent les contraintes « $g_4(\mathbf{X})$ » et « $g_5(\mathbf{X})$ » vis-à-vis de la norme Airbus, en ce qui concerne la qualité en entrée, les solutions avec l'actionneur 1 sont les moins performantes. En effet, ces solutions présentent les plus faibles fréquences de découpage et les plus faibles valeurs d'inductance de filtrage « L_2 », par conséquent les plus fortes ondulations du courant « I_{HVDC} » ;
- même si les solutions ayant l'actionneur 3 comme charge sont celles avec les plus grandes pertes dissipées, elles sont les plus performantes du point de vue de la qualité en entrée. Cela s'explique du fait que ces solutions présentent une fréquence de découpage plus élevée. Nous remarquons sur la Fig. 5-13 (a,b et c) que les ondulations avec l'actionneur 3 comme charge sont nettement inférieures ;
- le comportement des ondulations « V_{convDC} » (cf. Fig. 5-13c) est similaire pour les quatre fronts. Au fur et à mesure que les pertes moyennes augmentent, la réduction de la masse est suivie d'une augmentation de l'ondulation « ΔV_{convDC} », ce qui diminue beaucoup la capacité « C_4 » de la branche stabilisatrice (cf. figure Fig. 5-7). L'augmentation de l'ondulation « ΔV_{convDC} » est aussi accompagnée d'une augmentation de l'amplitude du gain de la fonction de transfert du filtre à la fréquence de résonance (cf. Fig. 5-8b) ;
- pour les solutions ayant l'actionneur 1, la solution de référence MSP 70 kW et l'actionneur 2 comme charge, l'évolution de l'ondulation « ΔV_{convDC} » arrive en butée maximale d'ondulation acceptée « $27 V$ » par la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ ».

Concernant ce dernier point, nous rappelons que l'impact de la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » est « neutralisé » par la forte pente entre 50 et 150 kHz du gabarit en courant de la norme Airbus (voir **section 5.5.3**). Dans ce cas, l'activation ou pas de cette contrainte a un très faible impact sur la masse totale du filtre. Nous avons pu observer qu'en l'absence de cette contrainte, les ondulations atteignaient des valeurs maximales d'environ « $\Delta V_{convDC} \sim 33 V_{cc}$ » pour des niveaux de masse identiques. Par contre, dans un cas similaire (absence de la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ »), mais autorisant un affaiblissement de la pente entre 50 et 150 kHz comme présenté dans la **section 5.5.3**, les ondulations de tension atteignaient plus de « $V_{convDC} = 90 V_{cc}$ » !!! et les gains sur la masse du filtre (notamment sur l'inductance « L_2 ») dépassent alors 65 % !!! (cas similaire à celui de la **section 5.5.2** cf. les figures Fig. 5-26 et Fig. 5-28b et le tableau Tab.5-16. Ces résultats mettent à nouveau en évidence l'impact de la qualité réseau sur le dimensionnement du filtre d'entrée.

5.4 Solutions particulières

Les fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » ont été donnés dans la **section 5.3**. Nous avons choisi une solution par front afin de présenter ses caractéristiques locales concernant le dimensionnement de l'onduleur et du filtre d'entrée. Les solutions choisies sont celles avec les plus petites masses, notées par les lettres « a », « b », « c » et « d » sur la Fig. 5-4 (**section 5.3.1**).

5.4.1 Résultats d'optimisation des solutions particulières

Les tableaux Tab.5-5 et Tab.5-6 présentent respectivement les paramètres d'entrée « \mathbf{X} » et les critères « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » des solutions extraites des fronts « Pareto onduleur + filtre d'entrée ».

CHARGE :	VARIABLES DE CONCEPTION « \mathbf{X} »									
	FILTRE D'ENTREE								ONDULEUR DE TENSION	
	cellule 1				cellule 2					
	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
	L_1	C_1	C_2	R_{C2}	L_2	C_3	C_4	R_{C4}	f_{dec}	I_{OP}
	[μ H]	[μ F]	[μ F]	[Ω]	[μ H]	[μ F]	[μ F]	[Ω]	[kHz]	[A]
Actionneur 1	-	-	-	-	145	128	622	0.84	10.4	260
Actionneur 2	-	-	-	-	166	173	795	0.96	11.2	393
Actionneur 3	-	-	-	-	180	186	864	0.98	15.5	480
MSP 70 kW	-	-	-	-	150	140	659	0.88	11.1	300

Tab.5-5 : Variables de dimensionnement de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

CHARGE :	CRITERES « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ »	
	« $F_1(\mathbf{X})$ »	« $F_2(\mathbf{X})$ »
	[kg]	[kW]
Actionneur 1	8.5	0.94
Actionneur 2	10.3	1.46
Actionneur 3	11	1.86
MSP 70 kW	9	1.12

Tab.5-6 : Objectifs des solutions choisies sur les fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

↑ Rappel : « $F_1(\mathbf{X})$ » concerne la masse totale de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » et « $F_2(\mathbf{X})$ » les pertes moyennes totales sur l'ensemble des points de la mission de vol.

La concaténation des deux différents fronts locaux de Pareto : « Pareto actionneur » (**Chapitre 3**) + « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée ») avec les masses et pertes globales au niveau système sont présentées plutôt dans le prochain chapitre (**Chapitre 6**).

5.4.2 Onduleurs de tension dimensionnés

Nous présentons l'ensemble de paramètres caractérisant chaque solution d'onduleur de tension issu de l'optimisation par actionneur utilisé comme charge :

- la répartition des sous-critères (masse et pertes moyennes) ;
- les caractéristiques qui distinguent chaque solution par le composant de puissance, le module de puissance et la plaque froide.

5.4.2.1 Répartition des pertes moyennes

Le tableau Tab.5-7 présente la répartition des pertes moyennes par solution d'onduleur de tension dimensionnée. La répartition prend en compte les pertes par conduction et par commutation par élément considéré (IGBT + diode).

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
PERTES MOYENNES	Notation	(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
CONDUCTION					
IGBT	$\langle P_{COND_IGBT} \rangle$ [W]	233	313	282	259
diode	$\langle P_{COND_DIODE} \rangle$ [W]	28	95	82	49
TOTAL	$\langle P_{COND_INT} \rangle$ [W]	261	408	364	308
COMMUTATION					
IGBT	$\langle P_{SW_IGBT} \rangle$ [W]	420	713	1031	525
diode	$\langle P_{SW_DIODE} \rangle$ [W]	128	207	293	145
TOTAL	$\langle P_{SW_INT} \rangle$ [W]	550	920	1324	670
Pertes moyennes totales de l'onduleur deux niveaux [W]		~ 810	~ 1330	~ 1700	~ 980

Tab.5-7 : Répartition des pertes moyennes de l'onduleur de tension : solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les pertes moyennes des IGBT sont dominantes face aux pertes moyennes des diodes. D'une façon généralisée, pour les quatre solutions présentées :

- les pertes moyennes par conduction et par commutation des IGBT représentent environ 80 % des pertes totales onduleur ;
- les pertes moyennes totales par commutation représentent environ 75 % des pertes moyennes totales au sein de l'onduleur de tension ;
- pour rappel (cf. Fig. 5-3), les pertes dans les actionneurs varient de 900 W (solution actionneur 1) à 1.2 kW (solution actionneur 3) ;
- la solution avec l'actionneur 3 comme charge, commutant à une fréquence de découpage « $f_{dec} \sim 15.5$ kHz », a les pertes les plus fortes parmi les quatre solutions.

5.4.2.2 Répartition des masses

Le tableau Tab.5-8 présente la répartition des masses par solution d'onduleur de tension dimensionnée. La répartition prend en compte les masses du boîtier, des drivers (constantes) et de la plaque froide. En moyenne, la masse totale de l'onduleur de tension représente environ 25 % de la masse totale de l'ensemble présentée dans le tableau Tab.5-6.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
		(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
Elément	Notation				
MODULE DE PUISSANCE ET REFROIDISSEMENT					
1 'dual pack'	M_{DP} [kg]	0.20(x3)	0.33(x3)	0.36(x3)	0.23(x3)
1 driver	$M_{DRIVERS}$ [kg]	0.15(x3)	0.15(x3)	0.15(x3)	0.15(x3)
plaque froide	M_{PF} [kg]	0.7	1.02	1.24	0.77
Masse totale de l'onduleur deux niveaux [kg]		~ 1.7	~ 2.5	~ 3.0	~ 2.0

Tab.5-8 : Répartition des masses des composants de l'onduleur de tension : solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

5.4.2.3 Caractéristiques du module de puissance et de la plaque froide

Le tableau Tab.5-9 présente les résistances thermiques et les surfaces des modules de puissance ainsi que de la plaque froide.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
		(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
Elément	Notation				
BOITIER					
surface 1 'dual pack'	S_{PACK} [mm ²]	6303	9532	11603	7273
résistance thermique contact boîtier-dissipateur	R_{TH_BD} [K/W]	0.058	0.039	0.032	0.051
PLAQUE FROIDE					
Surface	S_{PF} [mm ²]	22691	34315	41771	26183
résistance thermique	R_{TH_PF} [K/W]	0.0112	0.008	0.006	0.010

Tab.5-9 : Surfaces d'échange et résistances thermiques du boîtier et de la plaque froide des solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les résistances thermiques de boîtier et de la plaque froide représentent des tendances de dimensionnement pouvant être utilisées ultérieurement lors d'une recherche à partir des catalogues de fabricants.

5.4.2.4 Caractéristiques des composants de puissance

Le Tab.5-10 caractérise entièrement les composants de puissance de chaque solution analysée.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
		(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
Élément	Notation				
COMPOSANT DE PUISSANCE					
calibre					
en tension	V_{OP} [V]	1200	1200	1200	1200
en courant	I_{OP} [A]	260	393	480	300
IGBT					
résistance thermique	R_{THIC_IGBT} [K/W]	0.089	0.059	0.048	0.077
résistance conduction	R_{ON_IGBT} [Ω]	0.0064	0.0043	0.0035	0.006
coefficients d'énergie à l'amorçage :	a_{ON} [mJ/pulse]	3.6	5.5	6.7	4.2
	b_{ON} [mJ/A]	0.08	0.08	0.08	0.08
	c_{ON} [$10^{-8}J/A^2$]	5.8	3.9	3.2	5.1
coefficients d'énergie au blocage :	a_{OFF} [mJ/pulse]	2.12	3.2	3.9	2.5
	b_{OFF} [mJ/A]	0.06	0.06	0.06	0.06
	c_{OFF} [$10^{-8}J/A^2$]	4.38	2.9	2.4	3.8
Diode					
résistance thermique	R_{THIC_DIODE} [K/W]	0.161	0.106	0.087	0.139
résistance conduction	R_{ON_DIODE} [Ω]	0.0053	0.0035	0.0029	0.005
coefficients d'énergie au blocage :	a_{RR} [mJ/pulse]	3.1	4.7	5.7	3.55
	b_{RR} [mJ/A]	0.04	0.04	0.04	0.04
	c_{RR} [mJ/A ²]	0.0	0.0	0.0	0.0

Tab.5-10 : Caractéristiques thermiques, de conduction et de commutation des composants de puissance (IGBT + diode) des solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Ces résultats sont intéressants du point de vue du dimensionnement en similitude du composant de puissance. Ces informations peuvent être exploitées, par exemple, en les croisant avec des bases de données de plusieurs constructeurs (comme cité dans le modèle de l'onduleur de tension présentée dans le **Chapitre 4**) pour le choix physique du composant de puissance.

5.4.3 Filtres d'entrée dimensionnés

Nous présentons l'ensemble des paramètres caractérisant chaque solution du filtre d'entrée issu de l'optimisation par actionneur utilisé comme charge, avec :

- la répartition des sous-critères (masse et pertes moyennes) ;
- les caractéristiques qui distinguent chaque solution par élément passif : résistance, inductance et capacité.

Comme indiqué dans la **section 5.3.2**, la structure du filtre d'entrée a été simplifiée par l'optimisation, les éléments de la cellule 1 pouvant être négligés. Par la suite, les tableaux de résultats ne présentent que les données relatives à la cellule 2.

5.4.3.1 Répartition des pertes moyennes

Le tableau Tab.5-11 présente la répartition des pertes moyennes par solution de filtre d'entrée dimensionnée.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
PERTES MOYENNES	Notation	(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
INDUCTANCE L_2					
Ferrite	$\langle P_{FERL2} \rangle$ [W]	54	68	114	61
Cuivre	$\langle P_{CUL2} \rangle$ [W]	38	42	44	39
TOTAL	$\langle P_{L2} \rangle$ [W]	92	110	158	100
CAPACITES					
C_3	$\langle P_{C3} \rangle$ [W]	6	20	17	11
C_4	$\langle P_{C4} \rangle$ [W]	0.16	0.08	0.02	0.15
RESISTANCES					
R_{C4}	$\langle P_{RC4} \rangle$ [W]	30	20	5	28
Pertes moyennes du filtre d'entrée [W]		~ 130	~ 150	~ 180	~ 140

Tab.5-11 : Répartition des pertes moyennes du filtre d'entrée : solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les pertes moyennes de l'inductance « L_2 » sont dominantes face aux pertes moyennes de la résistance « R_{C4} » et encore davantage vis à vis des capacités « C_3 » et « C_4 ». D'une façon généralisée, pour les quatre solutions présentées :

- concernant les pertes dans l'inductance « L_2 », les pertes fer représentent environ 65 % de ses pertes totales ;
- les pertes moyennes dans l'inductance représentent environ 75 % des pertes moyennes totales au sein du filtre d'entrée. Les 25 % restants étant partagées entre les capacités « C_3 » et « C_4 » et la résistance « R_{C4} ».

5.4.3.2 Répartition des masses des composants passifs

Le tableau Tab.5-12 présente la répartition des masses par solution de filtre d'entrée dimensionnée. La répartition prend en compte les masses des composants passifs. En moyenne, la masse totale du filtre d'entrée représente environ $\frac{3}{4}$ de la masse totale de l'ensemble présenté dans le tableau Tab.5-6. Nous constatons que la masse d'inductance est dominante dans le poids du filtre d'entrée. En effet, comme cela a été souligné dans la **section 5.3.2.1**, « L_2 » est l'« image » de la combinaison entre les niveaux de puissance considérés dans l'ECS électrique et surtout de la forte pente des fréquences allant de 50 à 150 kHz, imposées par la norme Airbus. Un gain de masse non négligeable pourrait donc être obtenu en utilisant par exemple des matériaux nano cristallins.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
		(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
Elément	Notation				
INDUCTANCE L_2					
Ferrite	M_{FERL2} [kg]	2.5	2.8	2.9	2.5
Cuivre	M_{CUL2} [kg]	2.0	2.3	2.4	2.1
TOTAL	M_{L2} [kg]	4.5	5.1	5.3	4.6
CAPACITES					
C_3	M_{C3} [kg]	0.37	0.51	0.54	0.41
C_4	M_{C4} [kg]	1.82	2.32	2.5	1.92
RESISTANCES					
R_{C4}	M_{RC4} [kg]	0.16	0.12	0.03	0.15
masse totale du filtre d'entrée [kg]		~ 6.8	~ 8.0	~ 8.4	~ 7.0

Tab.5-12 : Répartition des masses des composants du filtre d'entrée : solutions choisies des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée »

Géométrie des inductances

Les résultats montrent que le filtrage des composantes harmoniques en vu du respect de la qualité réseau conduit à imposer une masse d'inductance ! Le tableau Tab.5-13 décrit les dimensions de chaque inductance.

		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1	Actionneur 2	Actionneur 3	Solution de référence
		(IsoMasse)	(Compromis)	(IsoPertes)	(MSP 70 kW)
Dimensions géométriques	Notation				
INDUCTANCE L_2					
Largeur fenêtre de cuivre	$dimF$ [mm]	21.93	22.81	23.13	22.14
Hauteur du bas du 'E'	$dimE$ [mm]	21.93	22.81	23.13	22.14
Largeur noyau central du 'E'	$dimG$ [mm]	43.86	45.62	46.26	44.27
Hauteur des jambes du 'E'	$dimD$ [mm]	65.78	68.43	69.4	66.41
Profondeur	$dimH$ [mm]	43.86	45.62	46.26	44.27
Epaisseur d'entrefer	$lgap$ [mm]	0.68	0.69	0.68	0.68

Tab.5-13 : Dimensions géométriques des inductances du filtre d'entrée

 Rappel des dimensions du modèle d'inductance : voir **section 4.4.4.1**.

La Fig. 5-14 présente, sous une même échelle, le dessin de l'inductance « L_2 » par solution de filtre analysée.

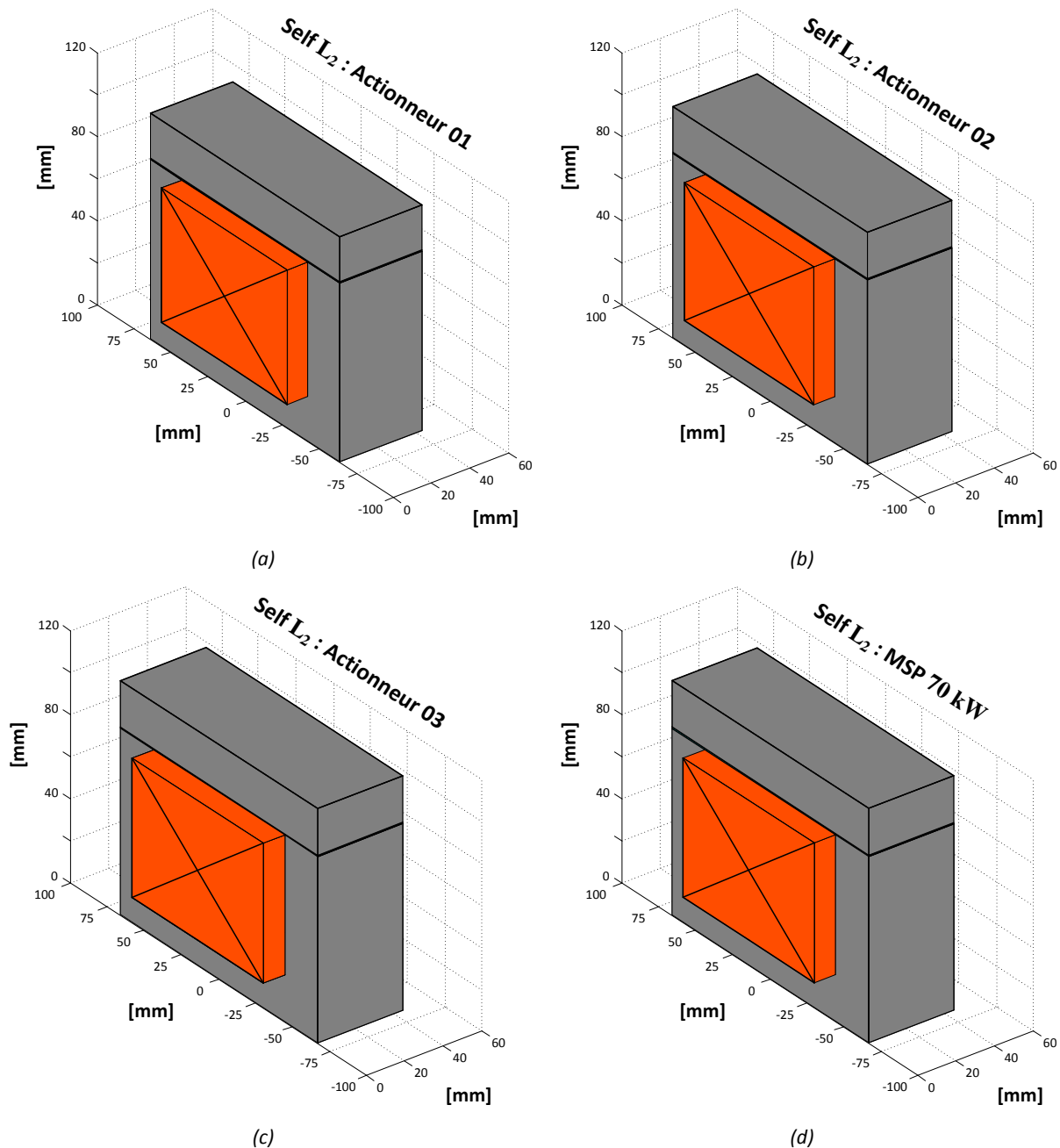


Fig. 5-14 : Modèle d'inductance adopté : (a) solution avec l'actionneur 1 comme charge ; (b) solution avec l'actionneur 2 comme charge ; (c) solution avec l'actionneur 3 comme charge ; (d) solution avec l'actionneur de référence comme charge

5.4.4 Caractérisation du point à 70 kW

Dans cette section, le but est de présenter, d'une part, l'ordre de grandeur des différentes variables (tension, courants, pertes, températures, etc.) au point de puissance maximale à 70 kW. D'autre part, nous sommes intéressés par la visualisation temporelle et fréquentielle de certaines de ces grandeurs et donc caractériser la chaîne « ECS électrique ». Concernant les autres points de fonctionnement, l'**Annexe S** présente les différentes caractéristiques (pertes, températures, ondulations de tension et de courant, courants efficaces, courants moyens, etc.) des solutions de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » pour tous les points de la mission de vol.

Cette section peut donc être scindée en deux parties. La première, sous forme d'un tableau (Tab.5-14), quantifie localement les variables propres aux solutions analysées (ondulations de tension et de courant, pertes dissipées, températures, « THD_{I_U} » entre autres).

La deuxième caractérise les réponses dans les domaines temporel et fréquentiel de certaines variables d'intérêt. Par exemple :

- les courants et les tensions du filtre d'entrée (« I_{HVDC} », « I_{C3} », « I_{C4} », « I_{convDC} », « U_{HVDC} », « V_{convDC} ») ;
- la réponse en fréquence du filtre d'entrée ainsi que la visualisation du respect de la norme Airbus (respect de la qualité réseau) ;
- les impédances d'entrée « Z_{IN} » et de sortie « Z_{OUT} » du filtre d'entrée ;
- le courant et la tension de phase des actionneurs (« I_U » et « V_U »).

5.4.4.1 Quantification des grandeurs électriques au point de puissance maximale

Le Tab.5-14 présente les grandeurs électriques choisies pour caractériser le point de 70 kW.

Notation		ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
		Actionneur 1 (IsoMasse)	Actionneur 2 (Compromis)	Actionneur 3 (IsoPertes)	Solution de référence (MSP 70 kW)
ONDULATIONS DU FILTRE D'ENTREE AU POINT 70 kW					
ΔU_{HVDC}	[V _{cc}]	69	87	57	83
ΔI_{HVDC}	[A _{cc}]	26	21	11	24
ΔV_{convDC}	[V _{cc}]	23	27	14	21
VALEURS EFFICACES DES COURANTS DU FILTRE D'ENTREE AU POINT 70 kW					
$I_{HVDC,RMS}$	[A _{RMS}]	127	129	128	127
$I_{C3,RMS}$	[A _{RMS}]	62	88	87	66
$I_{C4,RMS}$	[A _{RMS}]	7	6	3	6
$I_{convDC,RMS}$	[A _{RMS}]	141	155	155	143
CARACTERISTIQUES DE L'ONDULEUR DE TENSION ET QUALITE EN SORTIE AU POINT 70 kW					
m_a	[na]	1.02	1.02	1.02	1.02
$\cos(\phi)$	[na]	0.91	0.67	0.70	0.88
I_{U_FOND}	[A _{peak}]	183	250	240	192
THD_{I_U}	[%]	6	7	7	8
PERTES DISSIPÉES AU POINT 70 kW :					
$P_{ONDULEUR}$	[W]	1513	2235	2680	1730
P_{FILTRE_ENTREE}	[W]	253	300	330	260
TEMPERATURES DU CIRCUIT THERMIQUE DU COMPOSANT DE PUISSANCE AU POINT 70 kW					
T_{PF}	[°C]	70	71	72	71
$T_{BOITIER}$	[°C]	100	100	100	100
T_{jIGBT}	[°C]	119	117	117	118
T_{jDIODE}	[°C]	107	108	108	107

Tab.5-14 : Caractéristiques du point de puissance maximale : solutions choisies des « Pareto onduleur + filtre d'entrée »

Nous observons, par exemple :

- la solution avec l'actionneur 3 comme charge, ayant la plus grande fréquence de découpage, présente les plus faibles ondulations de « ΔU_{HVDC} », « ΔI_{HVDC} » et « ΔV_{convDC} » (meilleure qualité en entrée) ;
- les niveaux de courant efficace « $I_{HVDC,RMS}$ » étant constants pour assurer la puissance du point, nous observons que la diminution de l'impédance de charge (diminution de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » des actionneurs 2 et 3), engendre une augmentation des courants efficaces dans les capacités « C_3 » et « C_4 » ;
- vis-à-vis de la qualité en sortie, pour la solution avec l'actionneur 3 de plus faible impédance, le « THD_{I_U} » n'est pas meilleur que celui des autres solutions ;
- comparée à la solution de référence avec la MSP 70 kW comme charge, celle avec l'actionneur 3 dissipe environ 55 % de plus de pertes ;
- les quatre solutions sont en butée thermique maximale du boîtier « $T_{BOITIER} = 100\text{ }^\circ\text{C}$ ». Cette contrainte, liée aux caractéristiques du Silicium, est la contrainte la plus sévère pour le dimensionnement de l'onduleur de tension.

5.4.4.2 Régime permanent des courants du filtre d'entrée

La Fig. 5-15 présente le régime permanent (issue de l'approche temps-fréquence présentée dans le **Chapitre 4**) des courants du filtre d'entrée. Les remarques de la section précédente sont observables. Autrement dit, les courants dans les capacités « I_{C3} » sont plus intenses dans les solutions avec les actionneurs 2 et 3 comme charge et le courant « I_{HVDC} » de la solution avec l'actionneur 3 est celui avec la plus faible ondulation.

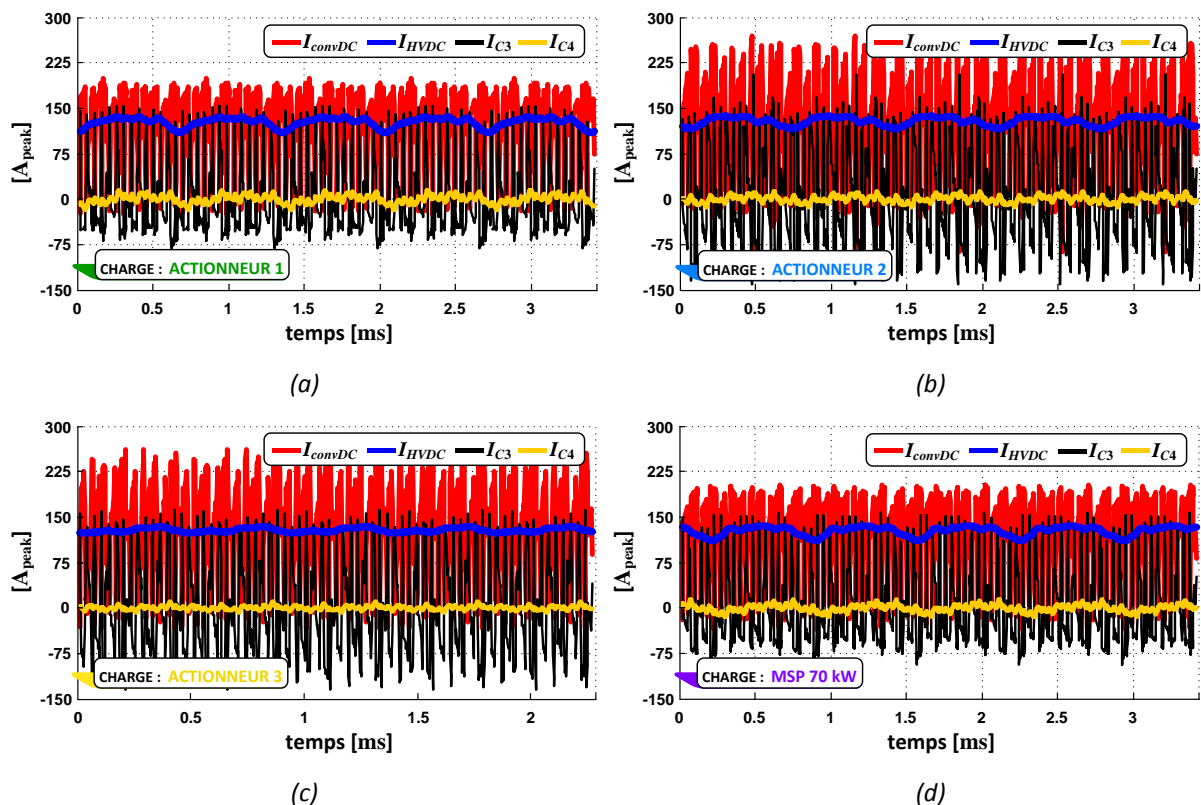


Fig. 5-15 : Courants du filtre d'entrée dans le temps pour les solutions extraites des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

La capacité « C_3 » étant celle du filtre principal « L_2C_3 », nous pouvons très clairement voir qu'elle est la plus active dans le filtrage. En effet, la quasi-totalité des harmoniques du courant « I_{convDC} » sont filtrés par cette capacité.

5.4.4.3 Régime permanent des tensions du filtre d'entrée

La Fig. 5-16 présente le régime permanent des tensions du filtre d'entrée. L'hypothèse de construction de la tension « U_{HVDC} » à partir de la norme Airbus (cf. **Chapitre 4**) peut donner de fortes ondulations. Cette hypothèse nous positionne sans doute parmi un des pires cas possibles que nous pourrions estimer (amplitude maximum selon gabarit normatif et mise en phase des harmoniques de tension réseau avec les harmoniques de courant onduleur).

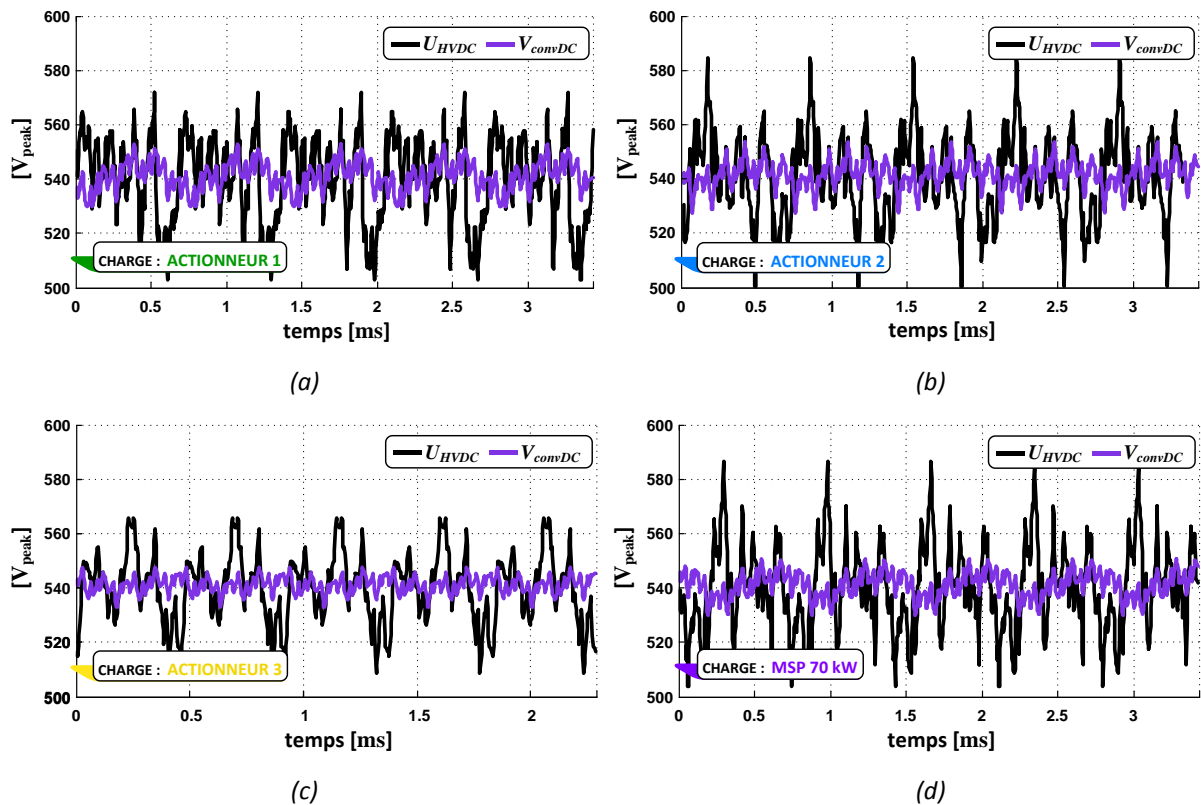


Fig. 5-16 : Tensions du filtre d'entrée dans le temps pour les solutions extraites des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

L'ondulation « ΔV_{convDC} », calculée sous la composante « BF » basse fréquence (fréquence de la modulante) est similaire pour les solutions avec les actionneurs à nombre de paires de pôles « $p=2$ » (cf. Tab.5-14). Au contraire, la solution avec l'actionneur 3 « $p=3$ » est celle avec l'ondulation la plus petite.

5.4.4.4 Régime permanent de la tension et du courant de phase des actionneurs

La Fig. 5-17 illustre le régime permanent de la tension « V_U » et du courant de phase « I_U » des actionneurs. Les plus grands déphasages de ces grandeurs sont attribués aux actionneurs 2 et 3. En comparaison avec l'actionneur 1 et avec la solution de référence MSP 70 kW, les actionneurs 2 et 3 présentent les plus faibles facteurs de puissance « $\cos(\phi)$ ».

En effet, dans la démarche d'intégration de la mission de vol, présentée dans le **Chapitre 3**, les actionneurs 2 et 3 ne privilégient pas forcément les meilleures performances aux points de plus forte puissance, ces derniers étant caractérisés par de plus faibles occurrences.

A part les différentes valeurs crêtes des courants « I_U », nous observons que les ondulations de courant sont très similaires, ce qui explique la proximité entre les différents taux de distorsion harmonique « THD_{I_U} » présentés dans le tableau Tab.5-14.

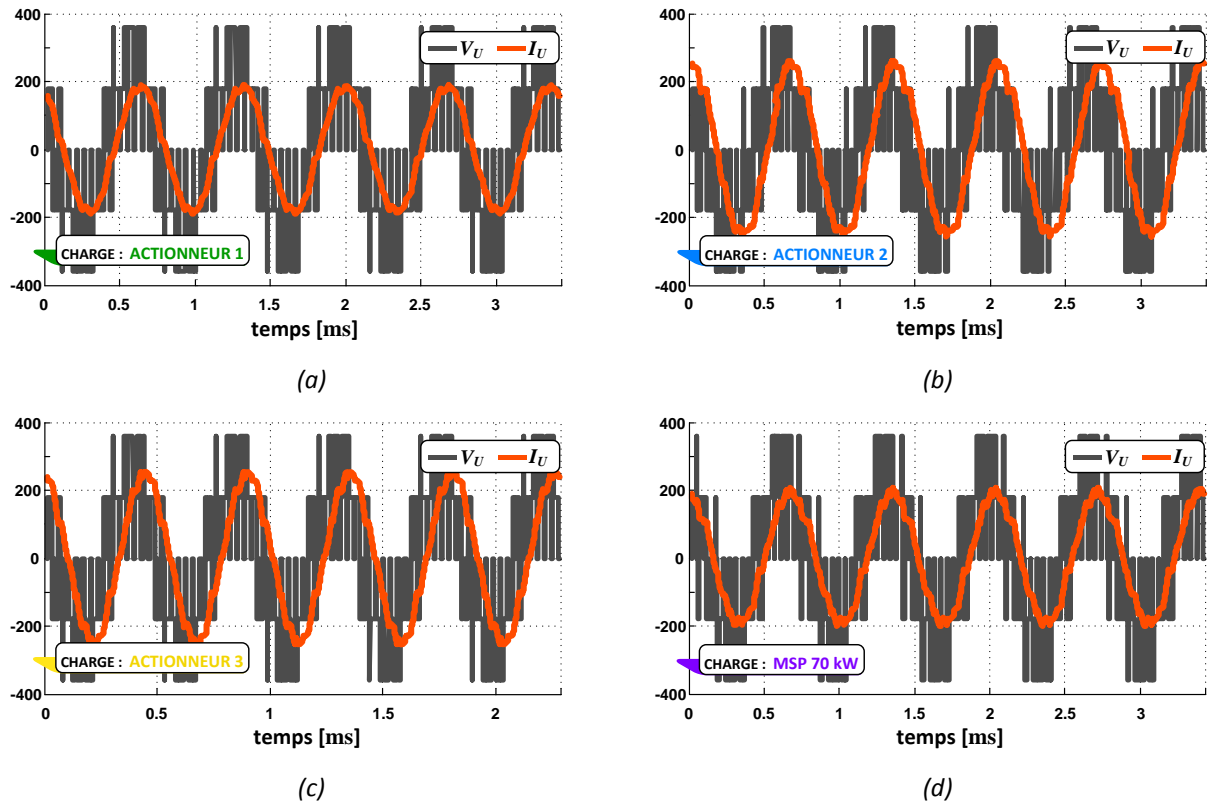


Fig. 5-17 : Tension et courant de phase des actionneurs dans le temps pour les solutions extraites des « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

5.4.4.5 Courants du filtre d'entrée : respect de la qualité réseau

La Fig. 5-18 résume le respect de la qualité réseau concernant le gabarit en courant de la norme [AIRBUS_N24RP0831391]. Plusieurs points sont à souligner :

- ➔ un aspect intéressant à noter concerne le fait que chaque actionneur utilisé comme charge, ayant son impédance propre, demande une configuration spécifique du filtre d'entrée de façon à reproduire la même réponse en fréquence vis-à-vis du respect de la qualité réseau. Nous constatons qu'au fur et à mesure que les impédances des actionneurs chutent (de l'actionneur 1 à l'actionneur 3), les valeurs des composants passifs du filtre augmentent pour compenser : ce point sera repris dans le **Chapitre 6**, l'approche globale exploitant ce couplage de façon caractéristique ;
- ➔ afin de minimiser la masse du filtre, la fréquence de coupure tend à être repoussée vers les hautes fréquences. Limitée par la forte pente entre 50 et 150 kHz du gabarit, sur la Fig. 5-18, nous observons que la fréquence de coupure est positionnée pratiquement au même endroit (~ 1.1 kHz) pour les quatre solutions analysées. Ainsi, la raie à 150 kHz est la plus dimensionnante, imposant la valeur de l'inductance « L_2 » ;

→ les valeurs de la fréquence de coupure, minimisant la masse du filtre, tendent à maximiser les ondulations « ΔV_{convDC} » (ondulation maximale imposée par la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ ») ainsi que l'amplitude de la fonction de transfert à la fréquence de résonance du filtre (gain maximal imposé par la contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ »). En effet, la combinaison de ces deux effets permet de réduire au maximum la capacité « C_4 » de la branche RC stabilisatrice.

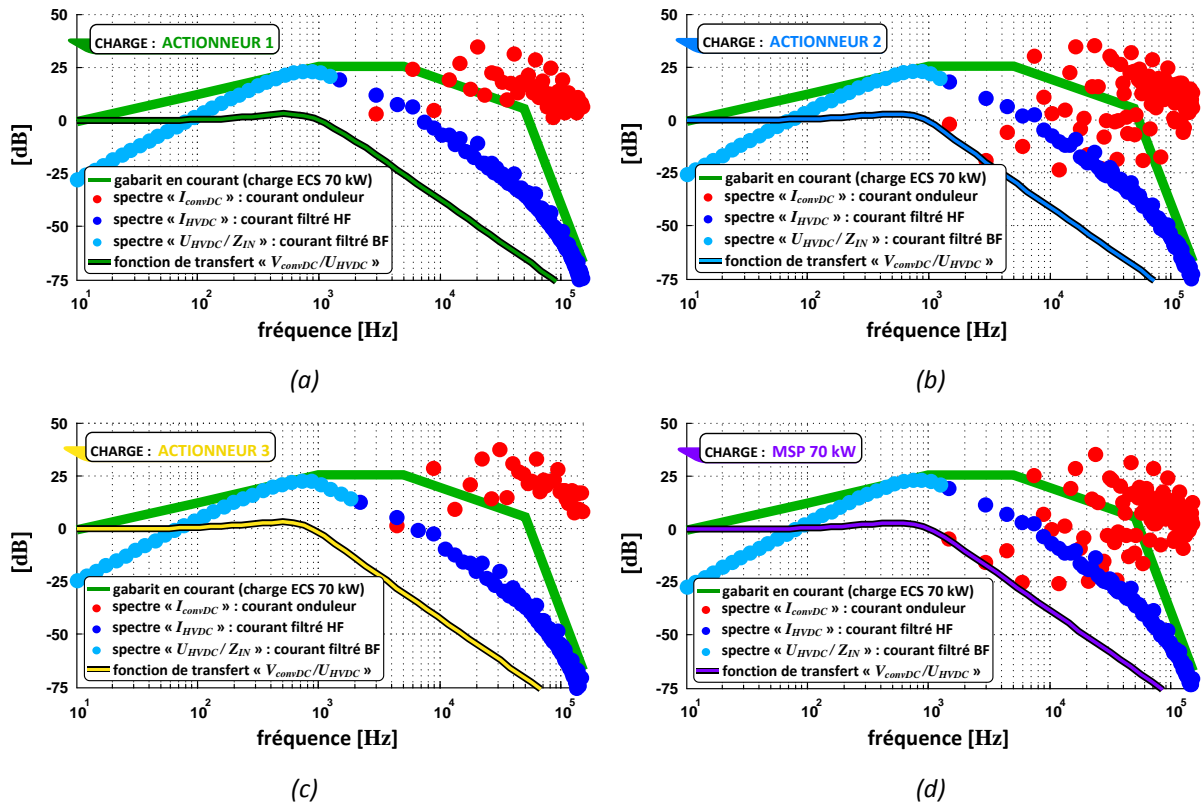


Fig. 5-18 : Respect de la qualité réseau des solutions extraites des quatre « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

Une autre raie importante pour le dimensionnement du filtre est celle située à la fréquence de résonance. Nous allons le voir dans la prochaine section, en analysant les réponses des impédances d'entrée « Z_{IN} » et de sortie « Z_{OUT} » du filtre d'entrée.

5.4.4.6 Impédances des filtres d'entrée

La Fig. 5-19 présente les réponses en fréquence des impédances du filtre d'entrée. L'optimisation cherche à maximiser l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre, car cela réduit les amplitudes des harmoniques du courant calculé par le terme « U_{HVDC}/Z_{IN} » du quadripôle. D'autre part, l'optimisation minimise l'impédance de sortie « Z_{OUT} » pour atténuer l'influence des harmoniques du courant « I_{convDC} » sur la tension de sortie « V_{convDC} ». Au fur et à mesure que les fréquences sont « balayées » par le quadripôle, la valeur minimale de l'impédance d'entrée est retrouvée à la fréquence de résonance. Ce point représente l'amplitude maximale d'harmonique en courant (collé au gabarit). Par la suite, pour les fréquences allant de la résonance jusqu'à 150 kHz, deux facteurs jouent sur la maximisation de l'impédance d'entrée :

- l'intervention du gain activé par la pente à -40 dB/décade de la fonction de transfert (à partir de la résonance) et plus loin la diminution des raies du propre gabarit en courant (à partir de 5 kHz) ;
- diminution à partir de 5 kHz de l'enveloppe imposé par le gabarit.

Le comportement décrit cache en réalité deux aspects. D'une part, le filtre vu comme un quadripôle d'impédances, doit garantir le respect du gabarit harmonique prélevé par l'onduleur de tension, nécessaires par point de mission. D'autre part, sa mise en place ne doit pas interférer dans les performances du réseau HVDC (respect de la qualité réseau).

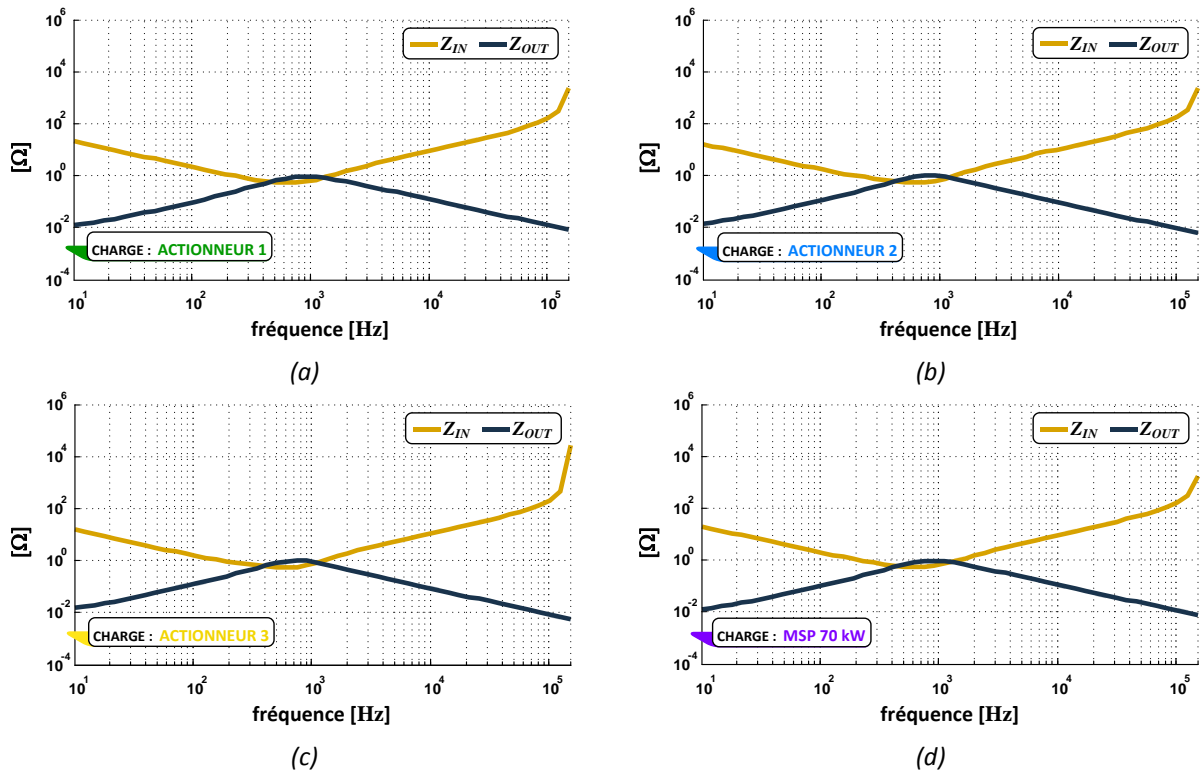


Fig. 5-19 : Impédances d'entrée et de sortie des solutions extraites des quatre solutions « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

Classiquement, pour que la tension en entrée de l'onduleur de tension soit imposée sans problèmes par le réseau HVDC, il faut que « Z_{IN} » soit supérieure à l'impédance de la source, voire très supérieure (lorsqu'on veut mettre en évidence le besoin d'inclure une marge de stabilité au critère). La figure Fig. 5-20 présente la réponse en fréquence de l'impédance d'entrée du filtre, associée à l'impédance minimale « Z_{OUT}^{HVDC} » de la source HVDC pour la charge type ECS électrique. Cette impédance est donnée par l'association des gabarits en tension et en courant de la norme Airbus (cf. figure Fig. 4-30).

Les tracés de la Fig. 5-20 montrent un important résultat concernant la stabilité du filtre. Nous constatons dans les quatre cas analysés, que l'impédance du filtre d'entrée est toujours supérieur à l'impédance minimale de la source HVDC « $Z_{IN} > Z_{OUT}^{HVDC}$ ». Le critère de Middlebrook, une condition suffisante de stabilité, est donc respecté.

Dans cette analyse *a posteriori*, les résultats semblent montrer qu'il existe un lien entre qualité réseau et stabilité du filtre. L'analyse de la **section 5.5.3** a montré que la forte pente du gabarit entre 50 et 150 kHz neutralise la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » sur l'ondulation maximale en basse fréquence de la tension « V_{oncDC} ». Dans ce cas spécifique, la stabilité du filtre d'entrée ne semble être assurée que par la contrainte « $g_2(\mathbf{X})$ » sur l'amplitude maximale à fréquence de résonance.

Par la suite, présentons les régimes transitoires du courant « I_{HVDC} » et de la tension « V_{convDC} ».

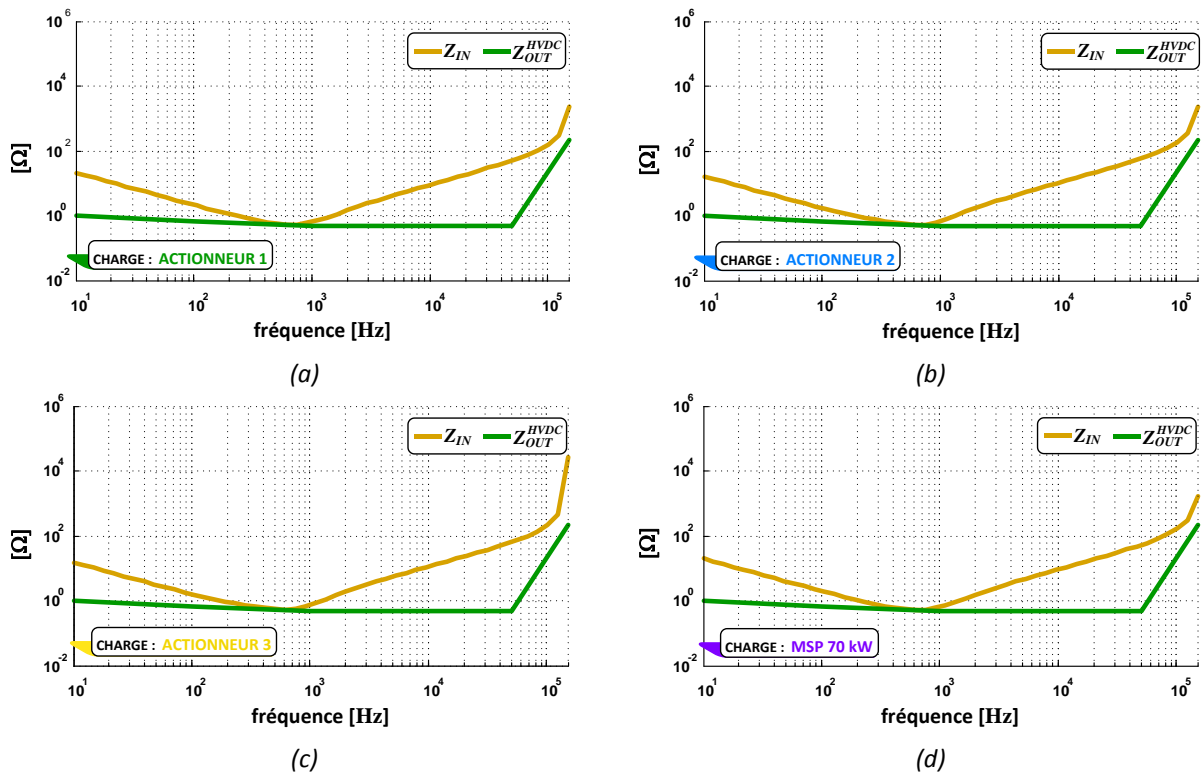


Fig. 5-20 : Impédances d'entrée des solutions extraites des quatre solutions « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » comparées à l'impédance de la source HVDC : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

5.4.4.7 Régime transitoire du courant « I_{HVDC} » et de la tension « V_{convDC} »

Les Fig. 5-21 et Fig. 5-22 présentent, respectivement, les réponses transitoires du courant « I_{HVDC} » et de la tension « V_{convDC} ». Concernant les transitoires présentés, nous soulignons :

- dans une modélisation par quadripôles, les conditions initiales ne sont pas prises en compte, c'est pourquoi les courbes partent de zéro ;
- toutes les solutions de filtre présentent un gain de + 3 dB à la fréquence de résonance (cf. Fig. 5-18). Pour une réponse du type deuxième ordre, cela représente un coefficient d'amortissement d'environ « $\xi \sim 0.33$ », donc un dépassement attendu d'environ 34 % de la tension « V_{convDC} ». Nous le retrouvons sur les transitoires présentés dans la Fig. 5-22, soit une tension « $V_{convDC_MAX} \sim 720 V_p$ » ;
- le dépassement étant prévu plutôt pour la fonction de transfert en tension, nous voyons de forts transitoires des courants « I_{HVDC} ». Notre modélisation en boucle ouverte ne considère pas les conditions initiales ni la régulation du courant. Par contre, nous pouvons constater un dépassement de plus de 500 % ! D'autre part, il faut aussi considérer qu'en réalité, le réseau HVDC est constitué par des contacteurs et que les capacités du filtre sont chargées avant la connexion de la chaîne complète ;
- les quatre réponses similaires sont caractérisées par un temps de réponse « $t \sim 1.2 \text{ ms}$ » (temps pour rentrer dans la bande des 5 % de la tension « U_{HVDC} » moyenne).

Les transitoires mettent en évidence les performances du filtre d'entrée. Nous retrouvons les exigences imposées par les contraintes d'optimisation considérées.

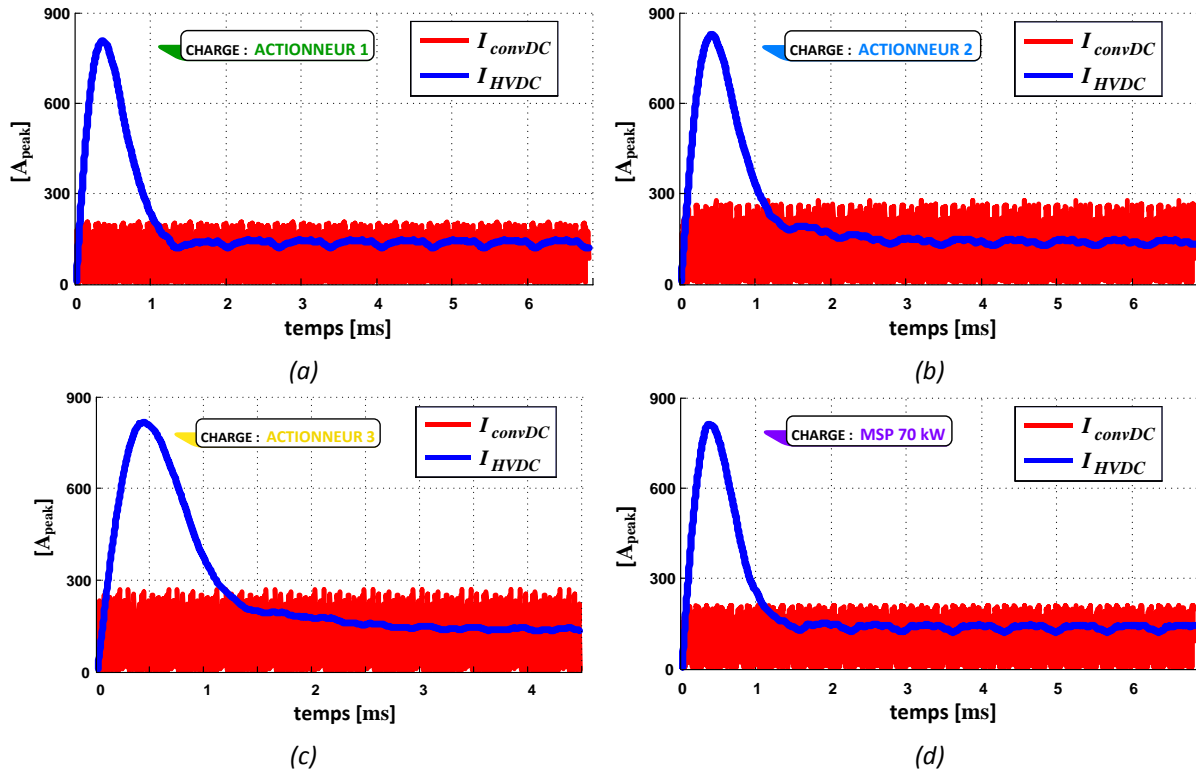


Fig. 5-21 : Régime transitoire du courant filtré « I_{HVDC} » des solutions extraites des quatre solutions « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

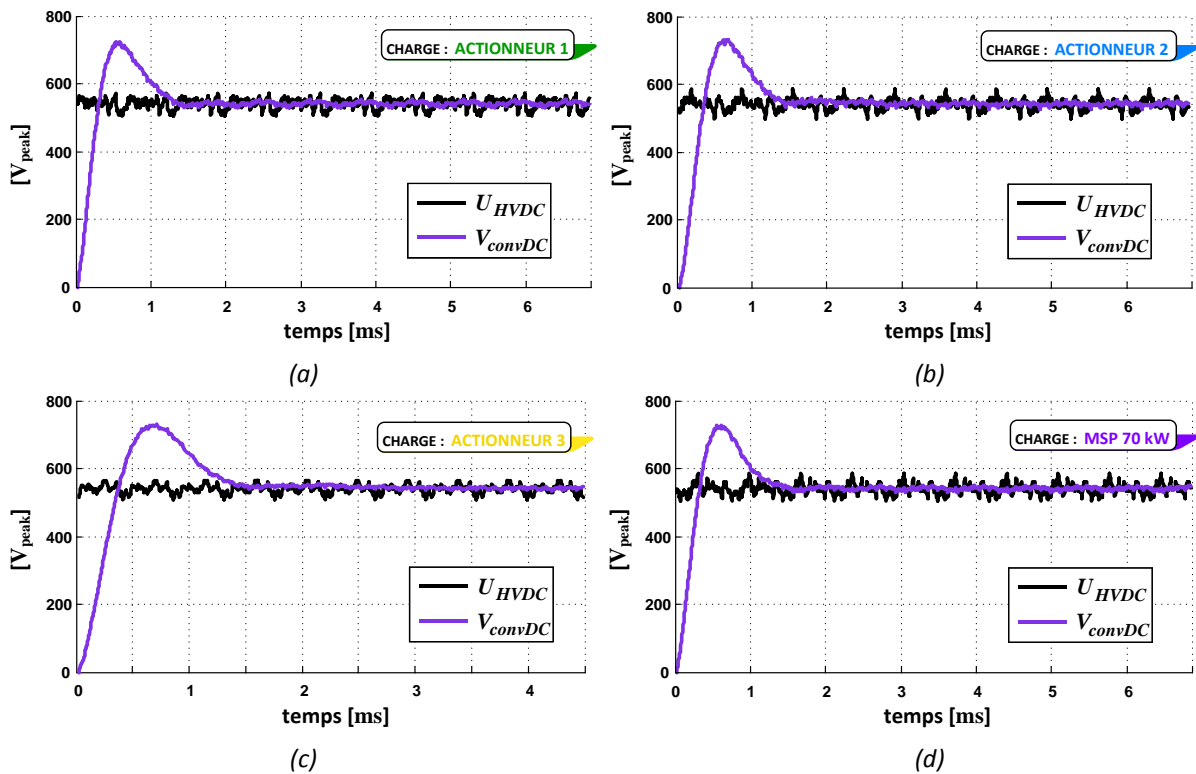


Fig. 5-22 : Régime transitoire de la tension filtrée « V_{convDC} » des solutions extraites des quatre solutions « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » : (a) actionneur 1 comme charge ; (b) actionneur 2 comme charge ; (c) actionneur 3 comme charge ; (d) solution de référence MSP 70 kW comme charge

5.5 Impact de la norme Airbus N24RP0831391 V 1.3 sur le dimensionnement du filtre d'entrée

Afin d'évaluer l'impact des gabarits de la norme Airbus et la pertinence des hypothèses et des contraintes considérées dans notre démarche de dimensionnement du filtre d'entrée, nous présentons trois scénarios particuliers d'optimisation :

- **scénario 1** : la tension « U_{HVDC} » est reconstruite à partir de l'information des harmoniques du gabarit de tension donné par la norme sous l'hypothèse de maximisation du module du courant « I_{HVDC} » (cf. **section 4.4.2.3**) ;
- **scénario 2** : les pentes des gabarits en courant et en tension de la norme sont modifiées dans l'intervalle de 50 à 150 kHz. Nous avons fait l'hypothèse que la pente entre les fréquences de 5 à 50 kHz est prolongée jusqu'à la fréquence de 150 kHz (cf. Fig. 5-23). Il s'agit d'une réduction des contraintes en hautes fréquences ;
- **scénario 3** : la tension « U_{HVDC} » du scénario 1 est considérée idéale. Autrement dit, un réseau continu libre d'harmoniques.

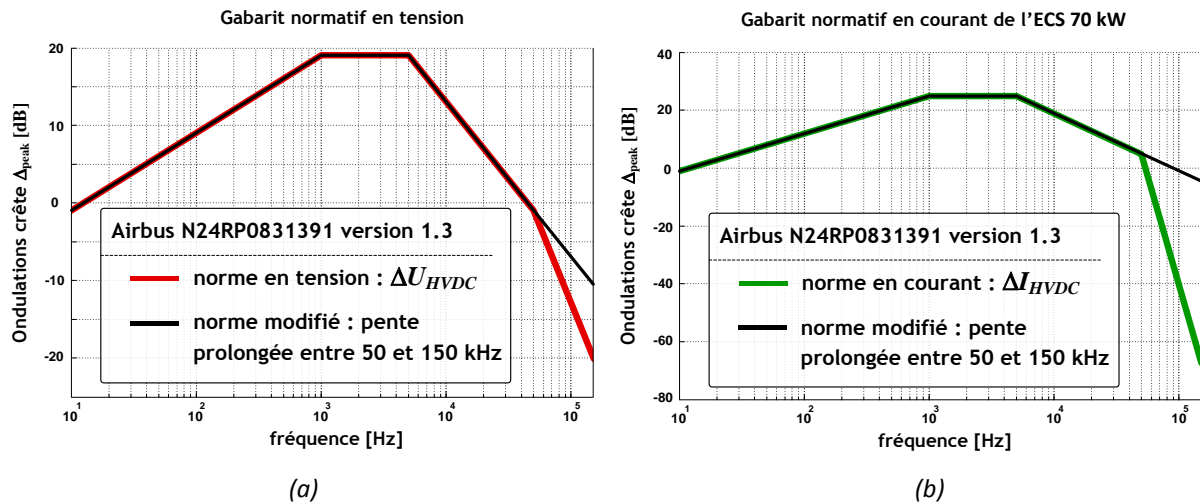


Fig. 5-23 : Hypothèse d'une modification de la norme [AIRBUS_N24RP0831391] : prolongement de la pente entre les fréquences allant de 50 à 150 kHz – (a) gabarit en tension ; (b) gabarit en courant.

Les résultats qui suivent ont été obtenus sur un seul point de fonctionnement, celui de puissance maximale de 70 kW. Pour caractériser toute la chaîne de conversion et n'avoir un regard que sur le filtre d'entrée, l'onduleur de tension et l'actionneur HSPMSM ont été figés. L'optimisation ne joue donc que sur les paramètres du filtre :

- l'onduleur de tension est surdimensionné : il est caractérisé par le module de puissance de référence (cf. **Annexe O**) d'un calibre en courant de « $I_{OP} = 380 \text{ A}$ » ;
- l'actionneur considéré est la solution de référence de LIEBHERR Aerospace Toulouse, la « MSP 70 kW ». La fréquence du fondamental de cet actionneur au point de puissance maximale est d'environ « $f_{mod} = 1.5 \text{ kHz}$ ».

Pour établir le comparatif entre les résultats, nous définissons les paramètres dits « par défaut » comme étant ceux définis par les contraintes décrites dans la **section 5.2.3**.

Pour le filtre d'entrée, six contraintes sont prises en compte : les contraintes dites « équipementières » (« $g_1(\mathbf{X})$ », « $g_2(\mathbf{X})$ », « $g_3(\mathbf{X})$ » et « $g_6(\mathbf{X})$ ») et les contraintes « imposées » (« $g_4(\mathbf{X})$ » et « $g_5(\mathbf{X})$ »).

5.5.1 Impact des trois scénarios sur les masses et les pertes

La figure Fig. 5-24 superpose les trois fronts de Pareto correspondant aux trois scénarios considérés. Le tableau Tab.5-15 présente les valeurs minimales et maximales des masses et pertes.

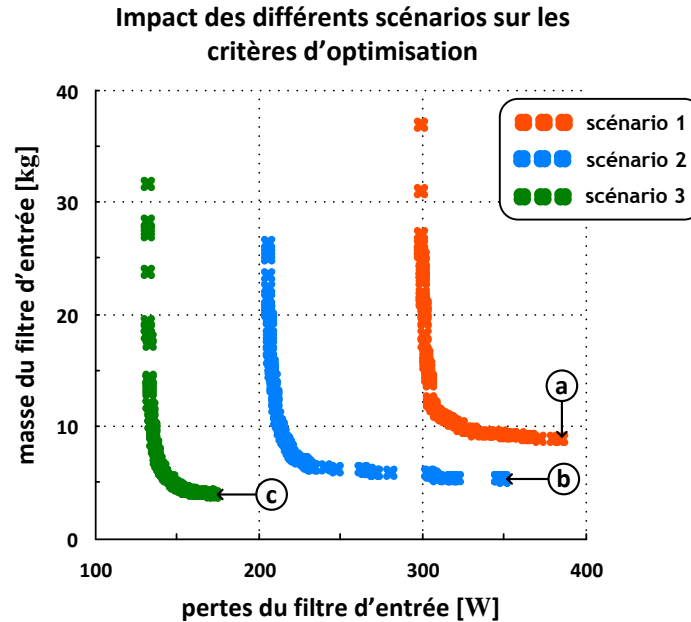


Fig. 5-24 : Fronts de Pareto des trois scénarios d'optimisation

	Masse [kg]		Pertes [W]	
	min	max	min	Max
* le scénario 1 représente le cas par défaut				
*scénario 1 : tension « U_{HVDC} » avec contenu harmonique	8.8	36.8	300	385
scénario 2 : pente « HF » du gabarit modifiée	5.4	26.4	206	350
scénario 3 : tension « U_{HVDC} » continue idéale	4.0	32.0	132	173

Tab.5-15 : Valeurs minimales et maximales des fronts de Pareto des trois scénarios considérés

Du point de vue de la masse minimale totale du filtre d'entrée, concernant :

- le scénario 2, la relâche de la partie « HF » de la norme (cf. Fig. 5-23) sur les harmoniques de la source « U_{HVDC} », engendrerait une réduction de la masse d'environ 39 %. Dans la **section 5.5.2**, nous montrons que ce gain de masse peut être augmenté en fonction d'un changement des limites des contraintes adoptées par défaut ;
- le scénario 3, la supposition qu'Airbus délivre une tension « U_{HVDC} » libre d'harmoniques (source de tension continue idéale) a un impact direct sur la masse totale du filtre d'entrée, représentant une réduction de plus de 50 %.

Aujourd'hui, les normes Airbus étant en constante évolution, le scénario 2 montre qu'une modification des gabarits peut engendrer des impacts sur la masse totale du filtre d'entrée. Cela met en évidence l'importance d'un compromis entre l'avionneur et les équipementiers aéronautiques. Le scénario 3 montre qu'une résolution du quadripôle d'impédances, considérant que le courant filtré « I_{HVDC} » n'est obtenu directement que par le gain inverse de courant (paramètre « g_{12} » du quadripôle), omet les possibles contributions des harmoniques émanant du réseau HVDC. Nous constatons que cette omission impacte directement sur la masse du filtre d'entrée.

On constate sur ces trois fronts qu'une réduction notable des pertes est possible (~ 31 % pour le scénario 2 et ~ 56 % pour le scénario 3), mais celle-ci se fait au dépend d'une forte augmentation des masses (une variation de plus de 20 kg pour les trois scénarios).

5.5.2 Fréquences les plus dimensionnantes

Pour chaque scénario considéré, considérons les trois solutions avec les plus faibles masses, notées par « a », « b » et « c » sur la Fig. 5-24. La Fig. 5-25 illustre, par scénario :

- le respect de la qualité réseau du point de vue du gabarit en courant de la norme [AIRBUS_N24RP0831391] ;
- les fonctions de transfert « V_{convDC}/U_{HVDC} » du filtre d'entrée.

Pour une meilleure visualisation des résultats, nous ne considérons que les raies de courant au-dessus de -75 dB (~180 µA) : les amplitudes des raies en-dessous de -75 dB sont très atténuées.

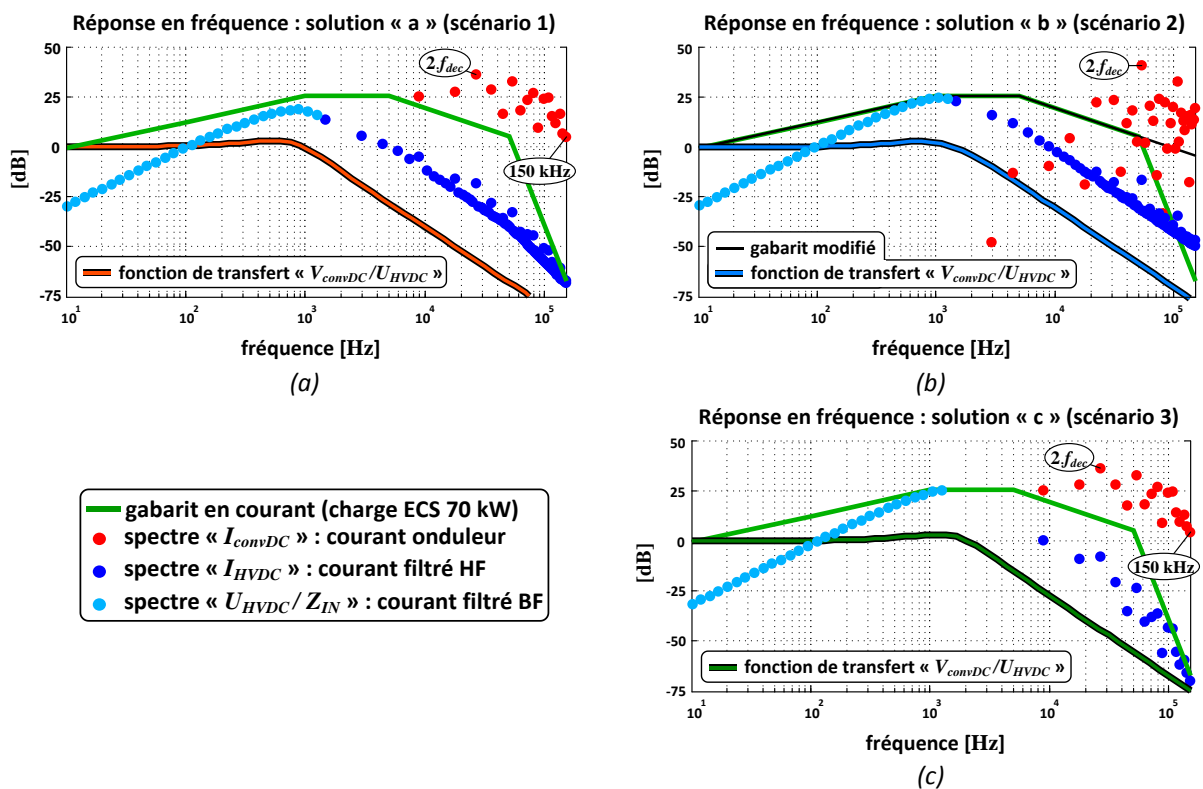


Fig. 5-25 : Réponse en fréquence des trois scénarios d'optimisation considérés : (a) scénario 1 ; (b) scénario 2 ; (c) scénario 3

Sans s'intéresser pour l'instant aux valeurs des composants « RLC » du filtre d'entrée, quelques points sont précisés :

- pour respecter la norme, certaines raies très atténuées dans le spectre du courant « I_{convDC} », ont un gain supérieur dans le spectre du courant filtré « I_{HVDC} » : c'est notamment les cas des scénarios 1 et 2 dans l'intervalle allant de 5 à 50 kHz. Ces cas très particuliers n'interviennent que lorsque les courants non filtrés ont un niveau harmonique très faible. ;
- les fonctions de transfert obtenues ont des réponses du deuxième ordre (-40 dB/décade) : ceci sera analysé dans la section 5.5.4 compte tenu des critères d'optimisation et des contraintes considérées dans ce problème, nous constatons que l'optimisation conduit à une simplification de la structure du filtre d'entrée (comportement proche d'un second ordre) ;

- concernant les raies basses fréquences « BF », leurs valeurs correspondent aux valeurs maximales de l'impédance d'entrée « Z_{IN} » du filtre d'entrée nécessaire pour atténuer les raies de courant propagées (contrainte « $g_5(\mathbf{X})$ »). Nous remarquons que la plus petite valeur possible de « Z_{IN} » est obtenue lorsque la raie de courant donné par « U_{HVDC}/Z_{IN} » est maximale, en butée sur le gabarit en courant de la norme ;
- concernant les raies haute fréquence « HF », même si la raie à la fréquence « $2.f_{dec}$ » est celle de plus grande amplitude (point caractéristique de l'onduleur de tension « 2 niveaux »), nous constatons, sur les solutions « a » (scénario 1) et « c » (scénario 3), que la raie dimensionnante est celle à la fréquence de 150 kHz. C'est donc à ce niveau fréquentiel que se situe l'intérêt du scénario 2 qui relâche la norme en « HF » ;
- à propos de ce dernier point, nous notons que la pente du gabarit entre les fréquences allant de 50 à 150 kHz est très sévère (environ « -150 dB/décade »). Pour respecter les contraintes de stabilité (cf. **section 5.5.4**), l'optimisation place la fréquence de coupure du filtre en amont de façon que le filtrage de deuxième ordre « -40 dB/décade » puisse garantir le filtrage du spectre du courant « I_{convDC} » jusqu'à la fréquence maximale de 150kHz.

Dans le cas du scénario 2 (cf. Fig. 5-25b), nous nous attendions à un déplacement de la coupure du filtre du fait de la réduction de la sévérité de la pente du gabarit entre 50 et 150 kHz. Cette fréquence reste pourtant globalement inchangée. Pour expliquer cela, nous rappelons que les ondulations issues de la norme sur la tension « U_{HVDC} » sont propagées dans le quadripôle d'impédances et se retrouvent en sortie sur la tension « V_{convDC} ». A ce niveau, nous voyons l'intervention de la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » qui limite l'amplitude de ces ondulations. En effet, cette contrainte impose une composante basse fréquence à filtrer, fixant la coupure du filtre.

Pour illustrer ce comportement, nous avons relâché la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ », autorisant n'importe quelle ondulation sur la tension d'entrée d'onduleur « V_{convDC} ». La Fig. 5-26 présente la réponse en fréquence obtenue. Nous remarquons :

- la fréquence la plus dimensionnante du point de vue haute fréquence est celle de plus forte amplitude. Il s'agit de la raie à « $2.f_{dec}$ » ;
- le fait de relâcher la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » permet de modifier la fréquence de coupure du filtre (cf. Tab.5-16), lorsque nous la comparons aux cas précédents de la figure Fig. 5-25 ;
- l'impact sur les critères d'optimisation est aussi constaté (cf. Tab.5-16). Comparé au cas « par défaut », cela permet une **réduction de masse de plus de 65 %** mais conduit à une augmentation des pertes de plus de 20 %.

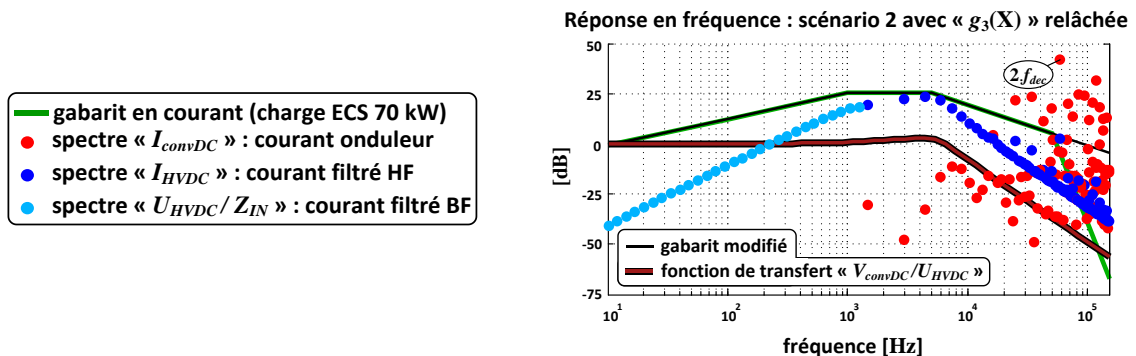


Fig. 5-26 : Réponse en fréquence du filtre d'entrée (scénario 2 considéré) en relâchant la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ »

* le scénario 1 représente le cas par défaut

		Masse [kg]	Pertes [W]	$f_{coupure}$ [kHz]
*scénario 1	solution « a » des figures Fig. 5-24 et Fig. 5-25	8.8	385	1.17
scénario 2	solution « b » des figures Fig. 5-24 et Fig. 5-25	5.4	350	1.8
	« $g_3(\mathbf{X})$ » lâchée : solution de la Fig. 5-26	2.8	468	7.73
scénario 3	solution « c » des figures Fig. 5-24 et Fig. 5-25	4.0	173	2.54

Tab.5-16 : Valeurs minimales et maximales des différentes solutions particulières des filtres d'entrée considérées

Les figures Fig. 5-27 (scénario 1 « par défaut ») et Fig. 5-28 (scénario 2 avec contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » relâchée) illustrent temporellement l'impact de cette contrainte sur les variables d'entrée et de sortie du quadripôle. Le tableau Tab.5-17 compare les valeurs d'ondulations de ces variables.

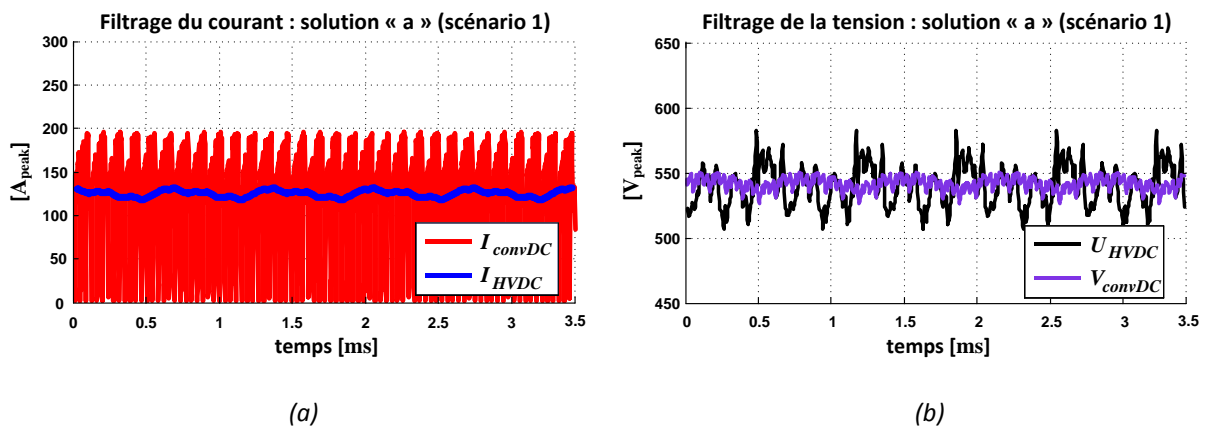


Fig. 5-27 : Réponse temporelle des variables d'entrée et de sortie du quadripôle : solution à masse minimale du scénario 1

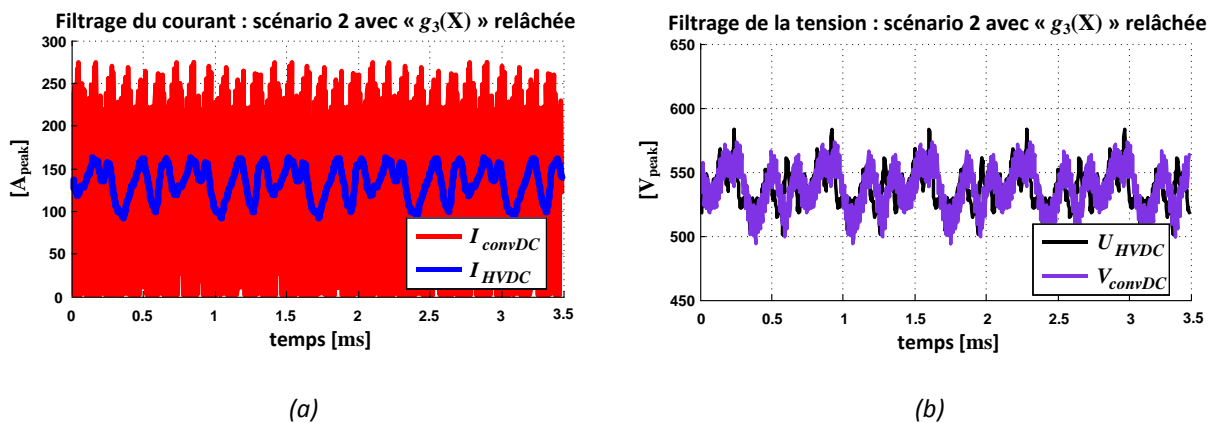


Fig. 5-28 : Réponse temporelle des variables d'entrée et de sortie du quadripôle : solution à masse minimale du scénario 2 avec la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » relâchée

		Entrées		Sorties	
		ΔU_{HVDC}	ΔI_{HVDC}	ΔV_{convDC}	$\uparrow \max(I_{convDC})$
Fig. 5-27	scénario 1 : solution paramètres par défaut	76	14	24	194
Fig. 5-28	scénario 2 : contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » relâchée	88	70	85	240

Tab.5-17 : Caractérisation des ondulations des variables d'entrée et de sortie du quadripôle d'impédances

⚡ Concernant le courant « I_{convDC} », s'agissant du même point de puissance, la valeur efficace est la même pour les tous les cas présentés ($\sim 127 A_{eff}$).

- ☞ NB : vu l'impact de la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » sur les critères (cf. Tab.5-16) et les ondulations des variables d'entrée et de sortie du filtre d'entrée (cf. Tab.5-17), le choix « équipementier » d'ondulation maximale autorisée de la tension « ΔV_{convDC} » semble jouer un rôle essentiel sur la conception du filtre d'entrée.

Aujourd'hui, le choix de cette valeur relève plutôt de l'« expertise » du concepteur et nous ne savons réellement pas exprimer son impact vis-à-vis du comportement et de la fiabilité de l'équipement. Pour analyser la pertinence, vis-à-vis du dimensionnement optimal du filtre, de notre choix (ondulation de 5 % de la tension « U_{HVDC} ») dans le cas « par défaut », la prochaine section présente une analyse méthodique permettant d'estimer l'impact de cette contrainte sur les critères d'optimisation vis-à-vis de la qualité réseau.

5.5.3 Impact de la contrainte d'ondulation de tension « V_{convDC} »

La contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » (cf. section 5.2.3) impose l'ondulation crête à crête maximale de la tension en sortie du filtre d'entrée (entrée de l'onduleur de tension). Comme introduit dans la section précédente, cette contrainte relevant purement du choix de l'équipementier, nous étudions l'impact de celle-ci sur les critères d'optimisation. Dans cette section, l'analyse ne considère que le scénario 1 d'optimisation, défini comme base de référence en début de ce sous-chapitre.

Nous considérons quatre différents cas, pour lesquels le seul paramètre modifié est la valeur d'ondulation maximale de « ΔV_{convDC} » définie dans le tableau Tab.5-18.

* le cas 2 représente le cas par défaut

	cas 1	*cas 2	cas 3	cas 4
contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » sur l'ondulation de tension « ΔV_{convDC} »	1 %	5 %	10 %	relâchée

Tab.5-18 : Différents cas choisis du scénario 1 afin de voir l'impact de la contrainte sur l'ondulation « ΔV_{convDC} »

La Fig. 5-29a présente les quatre fronts de Pareto obtenus. Le Tab.5-19 présente les valeurs minimales et maximales des masses et des pertes.

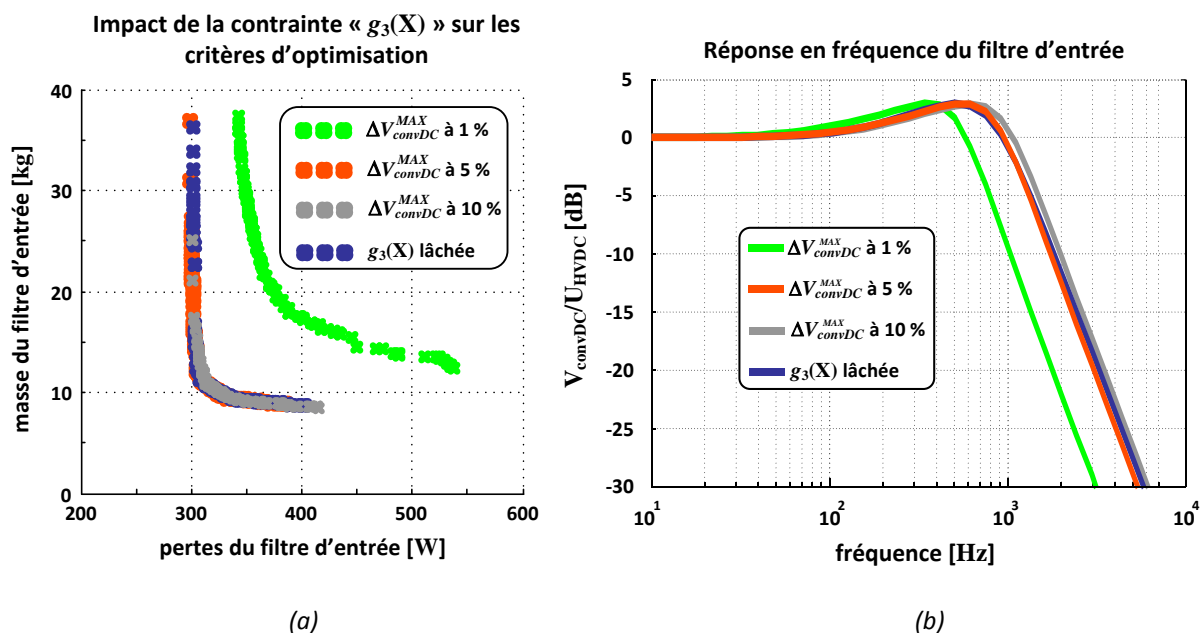


Fig. 5-29 : Scénario 1 : différents cas d'optimisation illustrant l'impact de la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » sur l'ondulation « ΔV_{convDC} » (a) les quatre fronts de Pareto associés ; (b) la réponse fréquentielle des quatre solutions à masse minimale

cas	Valeur maximale de « ΔV_{convDC} »	Masse [kg]		Pertes [W]	
		min	max	min	max
1	1 % de « U_{HVDC} » (5.4 V_{cc})	12.4	50.4	340	740
2	5 % de « U_{HVDC} » (27 V_{cc})	8.8	36.8	300	385
3	10 % de « U_{HVDC} » (54 V_{cc})	8.6	24.6	300	416
4	contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » relâchée	8.7	36.2	320	403

Tab.5-19 : Valeurs minimales et maximales des fronts de Pareto des quatre cas considérés du scénario 1

Nous concluons que pour les cas de « ΔV_{convDC} » définis à 5 %, à 10 % et sans limite imposée, la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » n'a pas d'influence sur les résultats à masses minimales. Ce résultat confirme les remarques faites dans la section précédente. En effet, l'évolution de cette contrainte est très couplée au gabarit en courant de la norme Airbus utilisé.

En contrepartie, dans le cas à 1 % (contrainte plus sévère), nous voyons clairement l'effet inverse. Autrement dit, pour respecter la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » et donc assurer l'ondulation basse fréquence engendrée par les harmoniques de la tension « U_{HVDC} », le filtre dimensionné est plus lourd. La figure Fig. 5-29b présente, pour les solutions à masse minimale des fronts de la Fig. 5-29a, les réponses en fréquences des différents filtres d'entrée. Les fréquences de coupure des cas à 5 %, 10 % et contrainte lâchée se superposent, tandis que dans le cas à 1 %, la coupure se trouve en amont, conduisant à un filtre plus lourd. Ce résultat montre que, considérant la valeur par défaut de 5 % et le gabarit tel qu'il est décrit dans la norme, la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » n'influence pas les solutions issues de l'optimisation. Par contre, nous remarquons son importance dès qu'une modification du gabarit est effectuée (résultats de la **section 5.5.2**). Compte tenu de l'évolution possible des normes au sein d'Airbus, il est important d'intégrer ce point dans l'avenir.

Concernant les réponses en fréquences de la Fig. 5-29b, une observation est valable pour tous les cas considérés : les solutions optimales ont une valeur d'amplitude maximale de + 3 dB à la fréquence de résonance. Cette valeur est définie par les contraintes de stabilité (cf. **section 5.2.3**). La prochaine section aborde la stabilité du filtre d'entrée.

5.5.4 Stabilité vis-à-vis des hypothèses et contraintes considérées

La stabilité du filtre d'entrée dépend des contraintes « $g_1(\mathbf{X})$ », « $g_2(\mathbf{X})$ » et « $g_3(\mathbf{X})$ ». Les deux premières garantissent, à la résonance, une limitation de la valeur maximale de l'amplitude des fonctions de transfert du filtre (point milieu « V_{PM}/U_{HVDC} » et totale « V_{convDC}/U_{HVDC} », présentées dans la **section 4.4.2.2**). La dernière contrainte limite la valeur maximale d'ondulation de la tension d'entrée de l'onduleur de tension « V_{convDC} ». Pour illustrer le phénomène d'instabilité potentielle du filtre d'entrée, la Fig. 5-30 présente les comportements temporel et fréquentiel d'un filtre sans prise en compte des contraintes de stabilité.

Le cas présenté, de masse minimale, correspond au scénario 1, défini au début de ce sous-chapitre. Ces résultats étant plutôt « fictifs » et théoriques, ils nous permettent tout de même d'avoir d'importantes conclusions, complétant des remarques établies dans les sections précédentes.

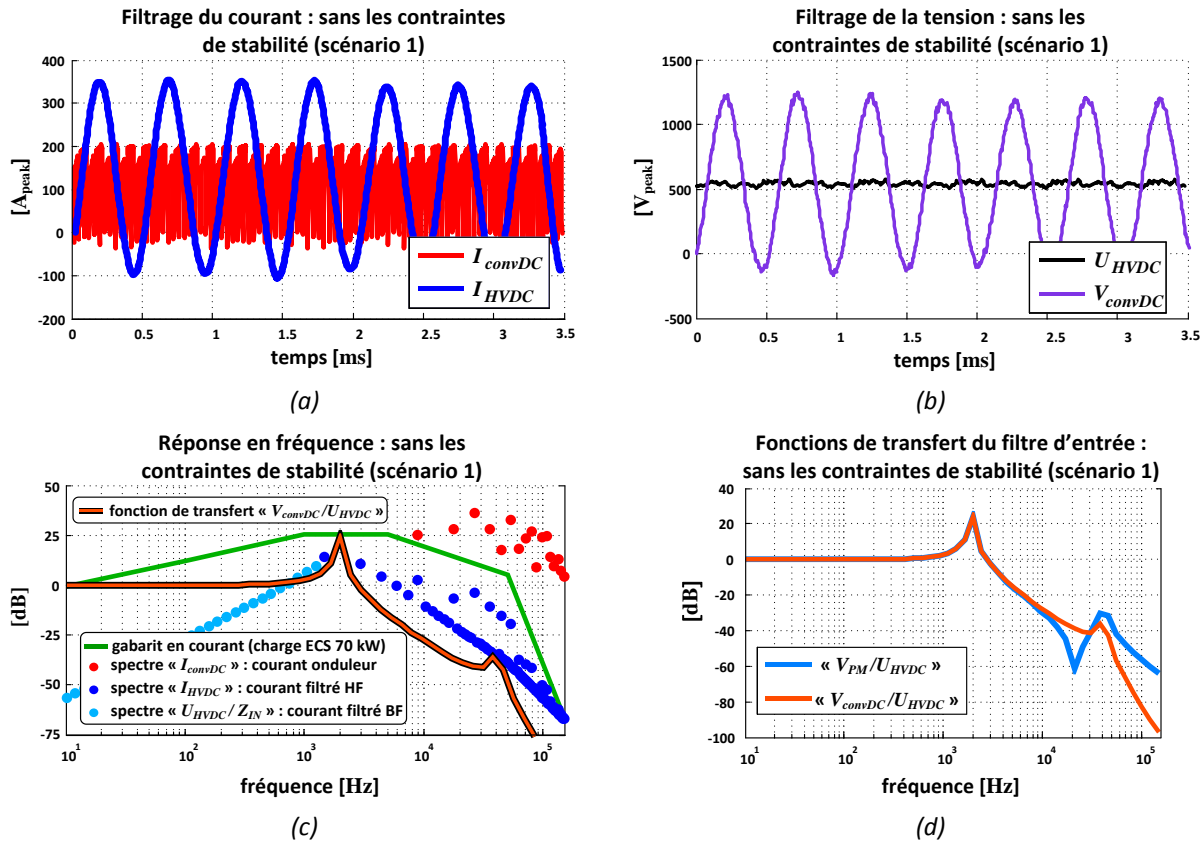


Fig. 5-30 : Exemple d'une solution instable de filtre d'entrée : (a) réponse temporelle des courants ; (b) réponse temporelle des tensions ; (c) réponse fréquentielle vis-à-vis de la qualité réseau ; (d) fonctions de transfert du filtre d'entrée

Le courant de l'onduleur « I_{convDC} » est déterminé par notre stratégie temps-fréquence, décrite dans le **Chapitre 4**, en l'absence des contraintes de stabilité sur le dimensionnement du filtre d'entrée. Certains points sont à souligner :

- les réponses du courant « I_{HVDC} » (cf. Fig. 5-30a) et de la tension « V_{convDC} » (cf. Fig. 5-30b) obtenues sont oscillantes à une fréquence d'environ 2 kHz. Cette fréquence est retrouvée sur la fréquence de la première résonance de la fonction de transfert du filtre (cf. Fig. 5-30c) ;
- « I_{HVDC} » et « V_{convDC} » sont en phase, caractérisant le comportement d'un circuit purement résistif ;
- au voisinage de la première fréquence de résonance, les composantes spectrales sont fortement amplifiées. Dans le cas présenté, à la raie correspondant à la première fréquence de résonance, l'amplitude est d'environ 25 dB !!! ;
- comme vu dans les **sections 5.5.2** et **5.5.3**, la contrainte « $g_3(\mathbf{X})$ » est très couplée avec le critère de masse, mais « neutralisée » par le gabarit en courant de la norme Airbus. Le fait de relâcher cette contrainte ainsi que les contraintes « $g_1(\mathbf{X})$ » et « $g_2(\mathbf{X})$ » qui limitent l'amplitude de la résonance, permet certes d'obtenir des gains de masse mais avec une valeur absurde de plus de 1000 V !!! d'ondulation de la tension « V_{convDC} » (cf. Fig. 5-30b) ;
- pour respecter la norme Airbus, le fait de relâcher les contraintes a pu activer les deux cellules du filtre d'entrée. La Fig. 5-30d présente les fonctions de transfert du point milieu « V_{PM}/U_{HVDC} » et totale « V_{convDC}/U_{HVDC} ». On observe l'apparition d'une deuxième résonance (~ 40 kHz) qui filtre les raies au-dessus la pente entre 50 et 150 kHz (cf. Fig. 5-30c) ;

- vis-à-vis du critère de Middlebrook [MID76, GIR10] l'instabilité est visualisée en comparant l'impédance d'entrée du filtre « Z_{IN} » et l'impédance du réseau HVDC « Z_{OUT}^{HVDC} » pour la charge « ECS 70 kW », donnée par le rapport de gabarits de la norme Airbus (cf. Fig. 4-30). Sur la Fig. 5-31a, nous observons au voisinage de la résonance que « $Z_{IN} < Z_{OUT}^{HVDC}$ » ;
- La Fig. 5-31b présente les réponses fréquentielles des impédances du filtre. Nous retrouvons l'excitation de la deuxième résonance sur l'impédance de sortie « Z_{OUT} ».

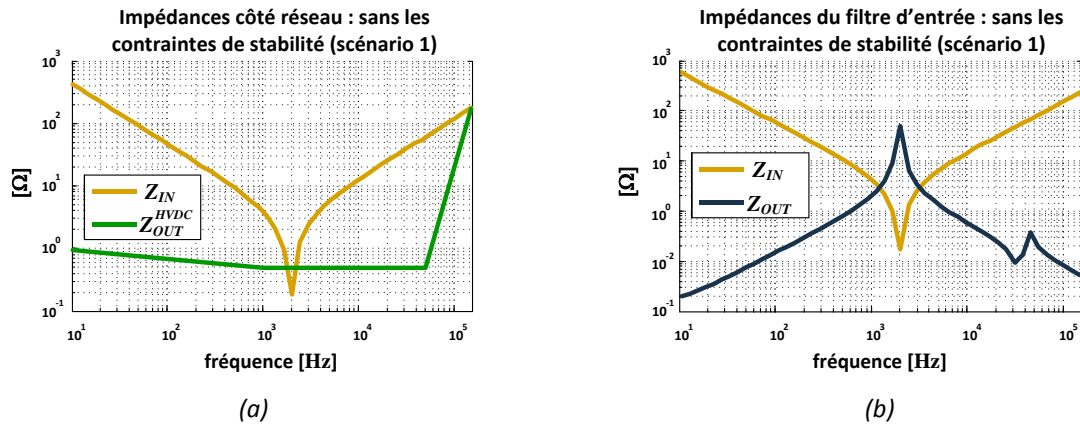


Fig. 5-31 : Impédances : (a) visualisation de l'instabilité par le critère de Middlebrook ; (b) impédances d'entrée et de sortie du filtre d'entrée

Avec ces résultats, nous constatons donc l'importance des contraintes de stabilité « $g_1(\mathbf{X})$ », « $g_2(\mathbf{X})$ » et « $g_3(\mathbf{X})$ » et leur couplage avec les réponses temporelles et fréquentielles des solutions. Nous avons aussi regardé les deux autres scénarios (scénario 2 : pente des gabarits en courant et en tension de la norme modifiée et scénario 3 : tension « U_{HVDC} » libre d'harmoniques). La Fig. 5-32 présente les réponses en fréquence de ces deux scénarios avec les contraintes de stabilité relâchées.

Dans le cas du scénario 3, nous retrouvons un comportement similaire à celui du scénario 1. Par contre, concernant le scénario 2, seulement une cellule du filtre est activée (comportement de deuxième ordre). En effet, vis-à-vis de la contrainte « HF », la solution présentée étant celle de masse minimale, un filtre de deuxième ordre est plus léger qu'un filtre du quatrième ordre.

- **NB : ce résultat nous mène à une conclusion importante. Vis-à-vis des critères à minimiser, notamment la masse, l'optimisation peut jouer un rôle de simplification de la structure. Autrement dit, selon le besoin souhaité, une structure de filtre plus simple (ici de deuxième ordre) peut s'avérer plus intéressante qu'une structure d'ordre supérieur.**

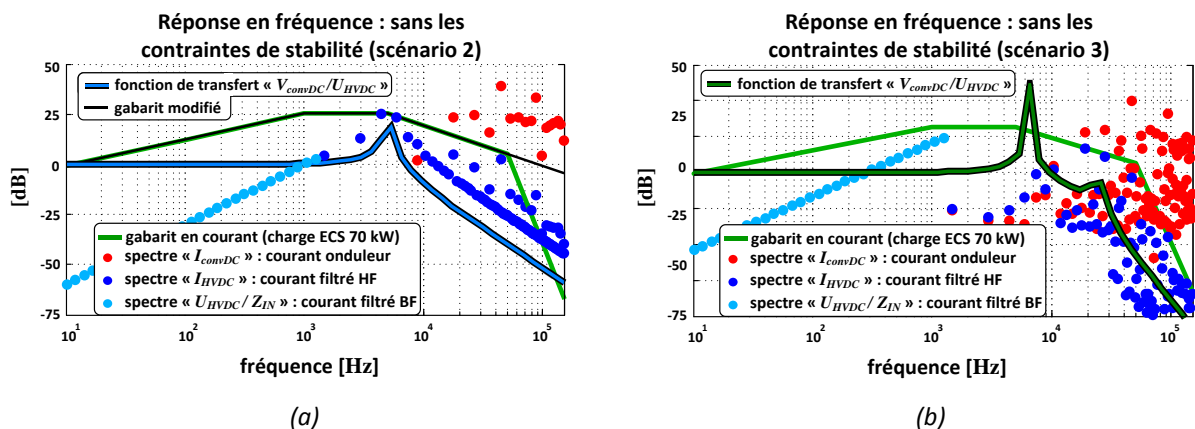


Fig. 5-32 : Réponse fréquentielle d'une solution instable : (a) une solution du scénario 2 ; (b) une solution du scénario 3

5.6 Conclusion

Après le **Chapitre 3**, consacré à l'optimisation de la partie actionneur seule, ce chapitre concernait le dimensionnement optimisé de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ». La démarche, ici séquentielle, a donc consisté à sélectionner 3 solutions particulières d'actionneur en regard de la solution de référence définie par LIEBHERR Aerospace (solution 1 : à iso masse, solution 2 : de compromis masse – pertes, solution 3 : à iso pertes) : l'optimisation de la partie alimentation est donc limitée à ces 4 solutions particulières d'actionneurs.

Contrairement aux solutions du front de Pareto actionneur, on obtient pour l'alimentation des « fronts raides » avec une variation très faible des pertes. Les raisons de ce front « faible » ont été analysées et sont liées à la prépondérance des contraintes thermiques qui bloquent l'évolution de la fréquence de découpage, à solution actionneur donnée (impédance de charge donnée).

De façon générale, on constate que les résultats obtenus sont simultanément en limite de plusieurs contraintes, ce qui est une tendance classique en optimisation.

Autre fait marquant de ce chapitre, le résultat obtenu sur le dimensionnement du filtre d'entrée qui montre que l'optimisation « simplifie structurellement le système » puisqu'elle donne des inductances et condensateurs nuls dans la première des deux cellules du filtre d'entrée.

Par ailleurs, un résultat produit en fin de chapitre concernant la stabilité du filtre est aussi à souligner. En effet, on conclue que les diverses contraintes de qualité réseau induisent indirectement le respect des conditions suffisantes de stabilité au sens de Middlebrook. A noter cependant que ce constat est fait en « pratique » sur de nombreux cas de dimensionnement mais qu'il n'est cependant pas démontré de façon « théorique ».

Au plan méthodologique, l'analyse assez complexe des multiples couplages, menée dans ce chapitre, révèle la capacité de l'approche « optimisation » à faciliter la compréhension post convergence : nous essayons ainsi de suivre les choix (le raisonnement) de l'outil d'optimisation qui se faufile au mieux entre les diverses contraintes pour minimiser les objectifs, ici de masses et pertes moyennes. Cette analyse révèle notamment la prépondérance des contraintes thermiques.

Un exemple typique d'analyse de couplages concerne l'influence de la fréquence de découpage « f_{dec} » qui s'avère fortement dimensionnante et influe simultanément sur :

- la qualité réseau ;
- la qualité en sortie onduleur ;
- les pertes par commutation, donc les butées thermiques ;
- la contrainte de commandabilité.

Au final, cette « approche d'optimisation séquentielle » apporte, par rapport à la solution de référence, des gains conséquents sur le compromis masses – pertes. Ces gains sont analysés plus en détail au chapitre suivant, comparativement aux gains obtenus via l'optimisation globale de l'ensemble système.

Chapitre 6

Optimisation globale de la chaîne « ECS électrique »

6.1 Introduction

Ce dernier chapitre de notre travail propose d'appliquer l'algorithme évolutionnaire multicritère NSGA-II sur l'ensemble de la chaîne de conversion d'énergie considérée. La démarche consiste à dimensionner globalement la chaîne « ECS électrique » en prenant en compte tous les éléments et toutes les contraintes du système. Cette approche « mono-boucle » sera appelée « boucle d'optimisation globale ». Nous soulignerons notamment les similarités et/ou les disparités des solutions obtenues avec cette approche, par rapport à celles issues de l'optimisation séquentielle, constituée de deux boucles locales et caractérisée dans les **Chapitres 3** et **5**. La démarche d'optimisation considère les mêmes variables de conception en respectant les mêmes contraintes de dimensionnement que précédemment pour la démarche séquentielle.

L'approche globale a pour objet d'appréhender l'ensemble des couplages systèmes, du réseau HVDC à la charge mécanique de l'ECS à puissance électrique. Ce type de démarche permet, dans notre cas d'application, de mettre en évidence les interactions entre la partie alimentation et l'actionneur, en particulier pour objectif de répondre à certaines questions telles que :

- la qualité réseau, donc le dimensionnement du filtre d'entrée, est-elle sensiblement impactée par les choix des paramètres actionneurs ?
- le dimensionnement de l'onduleur de tension dépend-il au premier ordre du dimensionnement actionneur ?
- à contrario, les dimensions de l'actionneur électrique dépendent-ils des choix effectués sur la partie alimentation ?
- les dimensions obtenues par l'approche globale « mono-boucle » sont-elles « dominantes » en termes d'objectifs « au sens de Pareto » vis-à-vis de l'approche séquentielle ? Si oui, quels couplages systémiques sont-ils exploités par l'optimiseur pour dominer l'« approche en deux boucles » ?

6.2 Formulation du problème d'optimisation global

Le synoptique de l'optimisation globale a été présenté dans le **Chapitre 1** (cf. Fig. 1-18). Concernant le vecteur des paramètres d'entrée « \mathbf{X} », l'optimisation globale rassemble donc les 11 paramètres d'entrée de la « boucle actionneur » plus les 10 paramètres d'entrée de la « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée ». Egalement, le vecteur des contraintes « $\mathbf{G}(\mathbf{X})$ » fusionne les 11 contraintes de la « boucle actionneur » plus les 11 contraintes de la « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée », les regroupant selon les étapes de pré et de post dimensionnement.

S'agissant du vecteur des critères « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » à minimiser, l'optimisation globale cumule donc la somme des masses « $M_{TOTAL}(\mathbf{X}) = M_{ACTIONNEUR}(\mathbf{X}) + M_{ONDULEUR}(\mathbf{X}) + M_{FILTRE_ENTREE}(\mathbf{X})$ » et des pertes moyennes « $\langle P_{TOTAL}(\mathbf{X}) \rangle = \langle P_{ACTIONNEUR}(\mathbf{X}) \rangle + \langle P_{ONDULEUR}(\mathbf{X}) \rangle + \langle P_{FILTRE_ENTREE}(\mathbf{X}) \rangle$ » de tous les éléments de chaîne de conversion. Le vecteur de critères est donc rappelé :

$$\mathbf{F}(\mathbf{X}) = [F_1(\mathbf{X}) \ F_2(\mathbf{X})] \quad (6-1)$$

$$F_1(\mathbf{X}) = \min[M_{TOTAL}(\mathbf{X})] \quad (\text{minimisation de la masse totale}) \quad (6-2)$$

$$F_2(\mathbf{X}) = \min[\langle P_{TOTAL}(\mathbf{X}) \rangle] \quad (\text{minimisation des pertes moyennes totales}) \quad (6-3)$$

Le calcul des pertes moyennes intègre la notion de profil de mission prenant en compte les occurrences statistiques, tel que présenté dans la **section 1.4.2**.

6.2.1 Réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

Les paramètres de réglage du NSGA-II étant présentés de façon générale dans la **section 1.4.1**, le Tab.6-1 regroupe les réglages propres à l'approche « mono-boucle » concernant l'optimisation globale « ECS électrique ».

Notation	Description	Valeur
n	nombre total de paramètres	21
N_{cont}	nombre total de contraintes	22
N_{gene}	nombre de générations	↑
N_{tests}	nombre d'exécutions	↑
p_m	Taux de mutation du vecteur « \mathbf{X} »	1/21

Tab.6-1 : Boucle globale de la chaîne « ECS électrique » : paramètres de réglage de l'algorithme d'optimisation NSGA-II

↑ les valeurs de « N_{gene} » et de « N_{tests} » sont issues de l'observation de certains problèmes liés à la convergence de l'algorithme d'optimisation. Les difficultés rencontrées sont présentées dans la **section** □.

☑ Nombre de générations « N_{gene} », nombre d'exécutions « N_{tests} », convergence de l'algorithme NSGA-II et temps de calcul

Au début des simulations, la valeur du nombre de générations a été affectée par la valeur utilisée par les boucles locales : « $N_{gene} = 500$ ». Vu la complexité du problème et le nombre élevé de variables et de contraintes, l'algorithme d'optimisation n'a pas correctement convergé avec ces valeurs. Nous avons donc dû augmenter le nombre de générations jusqu'à « $N_{gene} = 2000$ » pour permettre à l'algorithme de converger.

Néanmoins, avec un tel paramétrage, le temps de calcul par exécution de l'algorithme s'avère prohibitif « ~ 41 heures » !!! Pour contourner ce problème, nous avons inséré certaines conditions initiales de façon à faire converger le NSGA-II plus rapidement.

☑ Insertion de solutions particulières comme conditions initiales

Afin d'assurer et d'accélérer la convergence de l'algorithme d'optimisation, nous avons choisi comme solutions initiales les vecteurs « \mathbf{X} » correspondant aux solutions de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » des solutions particulières (à masse nominale) de la **section 5.4**. Nous rappelons que ces solutions ont comme charge les solutions particulières actionneurs présentées dans la **section 3.6**. La solution « actionneur de référence MSP 70 KW » avec son ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » fait aussi partie des conditions initiales injectées. Autrement dit, quatre « solutions système » issues de l'approche séquentielle sont considérées pour les conditions initiales de l'approche globale.

Différents cas ont été considérés avec « $N_{gene} = 1000$ » :

- 10 « exécutions » indépendantes ont été effectuées avec insertion des quatre « solutions système » dans la population initiale ;
- 9 « exécutions » indépendantes ont été effectuées avec insertion d'une seule solution système dans la population (soit trois « exécutions » par solution insérée initialement). Nous précisons que la « solution système » de référence avec l'actionneur MSP 70 kW n'a pas été injectée dans ce cas.

De façon identique pour « $N_{gene} = 2000$ » :

- 3 « exécutions » indépendantes ont été effectuées avec insertion des quatre « solutions système » dans la population initiale ;
- 3 « exécutions » indépendantes ont été effectuées avec insertion d'une seule solution système dans la population (soit 9 exécutions) ;
- 3 « exécutions » sans injection de solutions (cas cité au début de cette section).

Nous avons donc un total d'exécutions « $N_{tests} = 34$ ». Le front global résultant des « solutions système » obtenu est présenté au paragraphe 6.3 (cf. Fig. 6-1).

☞ **NB : ce paragraphe, en particulier le soin qu'il a fallu apporter à la configuration de la population initiale, montre que « la complexité atteinte pour le système considéré pousse l'algorithme d'optimisation dans ces derniers retranchements » en terme de convergence. Ceci met en exergue un point clé qui constitue une perspective générale au-delà de nos travaux, pour notre équipe de recherche : une approche structurée multi boucles ou « multi niveaux d'optimisation » est inévitable tôt ou tard, certains problèmes très complexes ne pouvant être traités de façon simultanée au sein d'une boucle unique de conception.**

☑ Temps de calcul de l'algorithme d'optimisation

Avec les mêmes caractéristiques d'ordinateur présentées dans la **section 1.4.1**, avec l'insertion des solutions initiales, les cas avec « $N_{gene} = 1000$ » demandent, par exécution, un temps de simulation inférieur à 15 heures. Nous avons effectué des cas similaires sur d'autres configurations du système d'exploitation. Par exemple :

- processeur : Intel Core 2 Duo E8400 @ 2.00 GHz ;
- mémoire vive : RAM 3Go ;
- type du système : système d'exploitation 64 bits ;
- temps de calcul par exécution : environ 23 heures avec « $N_{gene} = 1000$ ».

6.3 Analyse des résultats de l'approche globale dans le plan des critères

Notre démarche est comparative entre approches séquentielle et globale ; pour ce faire, deux cas seront à tout instant considérés :

- **cas 1** : l'association des solutions particulières des boucles locales (« Pareto actionneur » – **Chapitre 3** – et « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » – **Chapitre 5**) ;
- **cas 2** : l'optimisation globale, considérant le dimensionnement par optimisation de toute la chaîne « ECS électrique ».

La Fig. 6-1 superpose les résultats du « plan de Pareto système », issus de la démarche séquentielle à « deux boucles » (**cas 1**) et de l'optimisation « mono-boucle » (**cas 2**).

Dans le plan des critères, l'« approche globale » montre clairement son intérêt en améliorant sensiblement les solutions issues des boucles locales d'optimisation. Ce résultat est notamment constaté sur les solutions du « Pareto Global », comparées aux solutions 2 et 3.

« Solutions système » de la chaîne ECS électrique

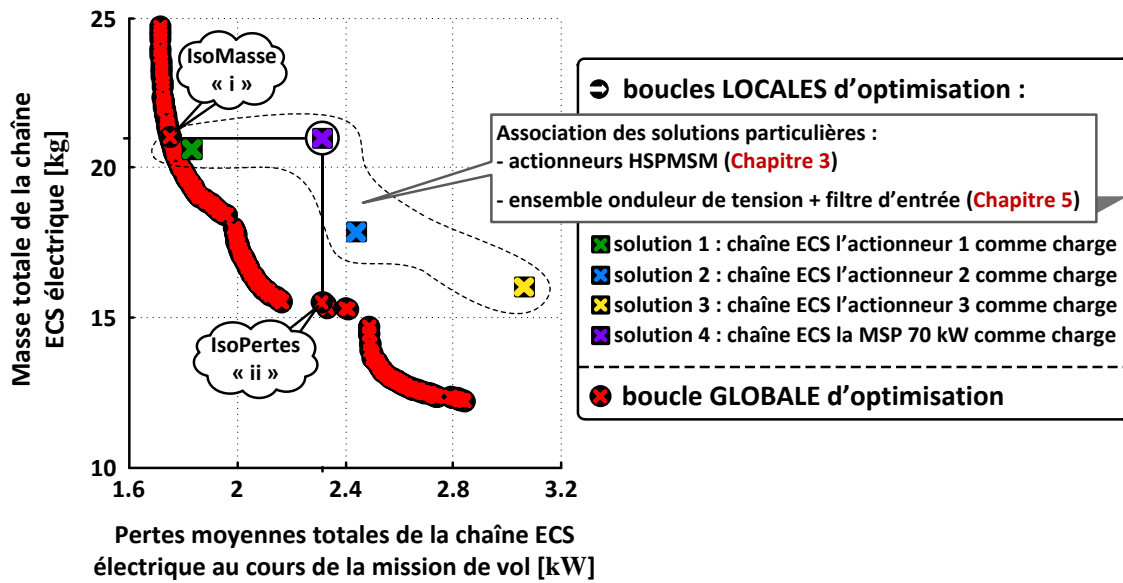


Fig. 6-1 : Plan des critères globaux de la chaîne complète « ECS électrique » : association des boucles d'optimisation locales (Chapitres 3 et 5) et le « Pareto système » issu de la boucle d'optimisation globale résultat des 34 exécutions de l'algorithme d'optimisation multicritère NSGA-II

Par rapport à la « solution de référence », ayant la MSP 70 kW comme charge (solution 4) avec les solutions de la « boucle d'optimisation globale », le Tab.6-2 résume les gains de masse et de pertes dans les points à iso-Masse (solution « i ») et à iso-Efficacité énergétique (solution « ii »).

« Solutions système » :	Gain de pertes à IsoMasse	Gain de masse à IsoPertes
comparaison avec la solution ayant l'actionneur MSP 70 kW comme charge	~ 25 %	~ 26 %

Tab.6-2 : Gains de masse et pertes comparés à la solution de référence « MSP 70 kW »

ces deux solutions représentent les solutions particulières traitées plus loin dans la section 6.4.

6.3.1 Evolution des variables de conception « X »

Les prochaines sections présentent l'évolution du vecteur des variables de conception « X » de la chaîne ECS complète « filtre d'entrée + onduleur de tension + actionneur HSPMSM ».

Les différents paramètres sont comparés, étant issus de la « boucle d'optimisation globale » et de l'association des boucles d'optimisation locales. Dans ce cas, la légende figurant dans la Fig. 6-1 qui désigne les différentes solutions reste applicable pour ce qui suit.

6.3.1.1 Evolution des variables de conception du filtre d'entrée

La Fig. 6-2 présente l'évolution des paramètres de la cellule 1. Nous retrouvons le même comportement que dans la section 5.3.2.1. Autrement dit, l'inductance « L_1 » et les capacités « C_1 » et « C_2 » étant très faibles, la cellule 1 est donc supprimée par l'optimisation.

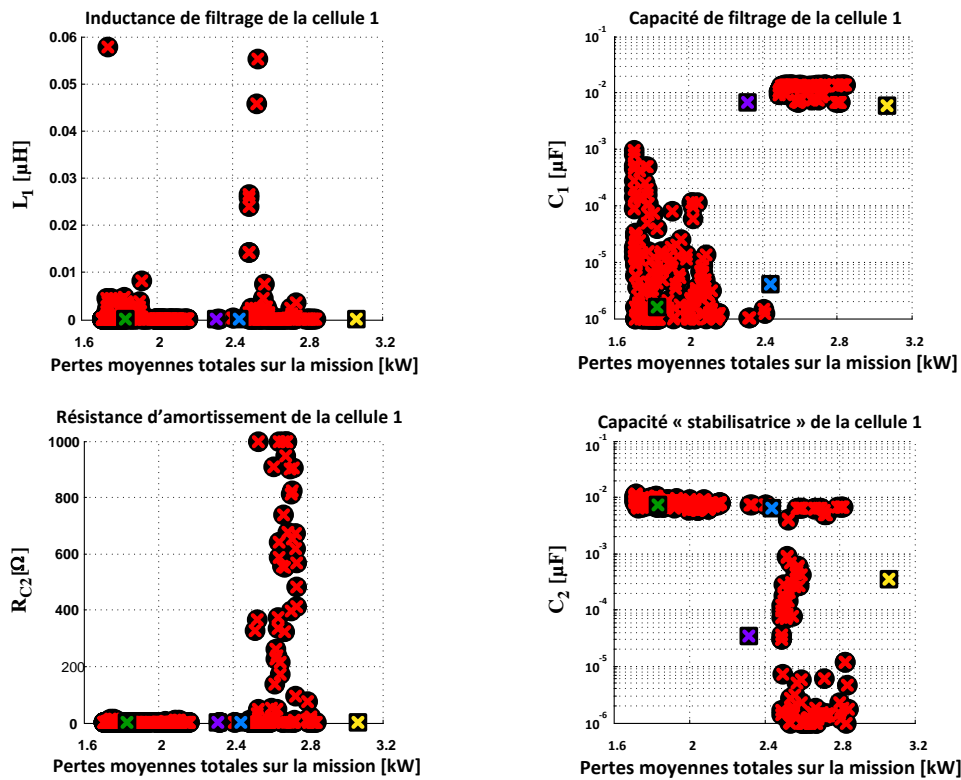
cellule 1


Fig. 6-2 : Evolution des variables de conception du filtre d'entrée – cellule 1

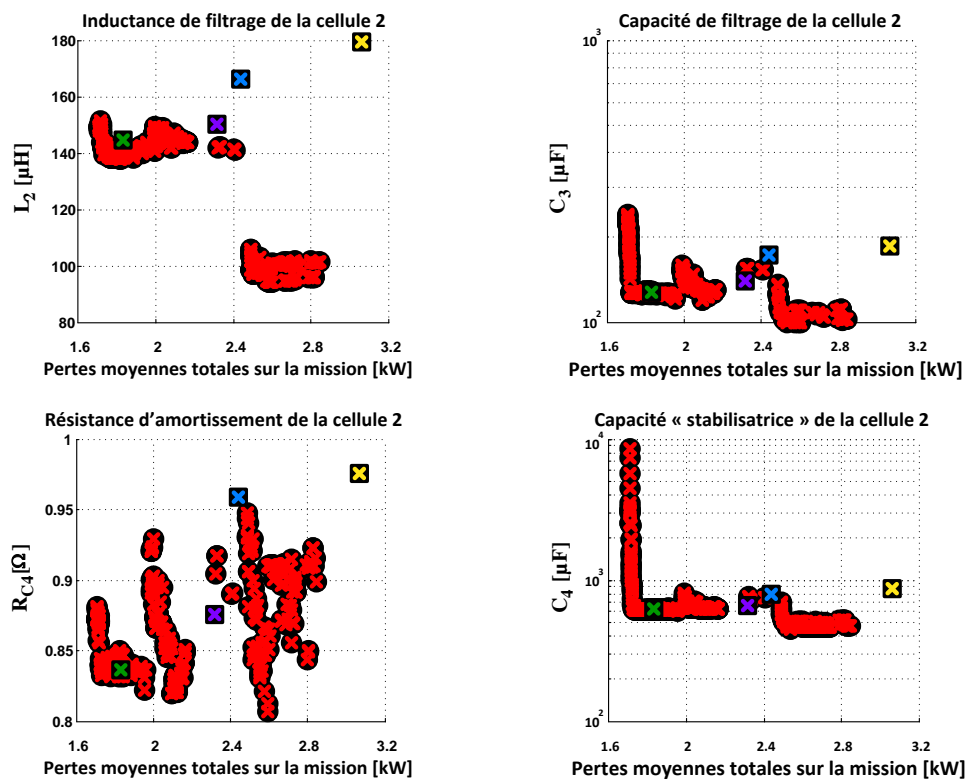
 cellule 2


Fig. 6-3 : Evolution des variables de conception du filtre d'entrée – cellule 2

La Fig. 6-3 présente l'évolution des paramètres de la cellule 2. Comparées aux solutions issues de la « boucle d'optimisation locale de l'ensemble onduleur de tension + filtre d'entrée », nous voyons clairement une tendance inversée concernant l'évolution des paramètres du filtre d'entrée. Autrement dit, au fur et à mesure que le niveau des pertes moyennes augmente, les valeurs des inductances et des capacités diminuent, conduisant à une réduction de la masse du filtre d'entrée.

Dans une approche globale, l'optimisation exploite d'autres degrés de liberté visant l'amélioration des solutions sur le plan des objectifs. En particulier, comme nous le verrons dans la **section 6.3.4.1**, le comportement observé (évolution inverse de l'inductance « L_2 ») est très couplé au dimensionnement de l'actionneur.

6.3.1.2 Evolution des variables de conception de l'onduleur de tension

La Fig. 6-4 présente l'évolution des paramètres associés au dimensionnement de l'onduleur de tension : le calibre en courant « I_{OP} » du composant de puissance (Fig. 6-4a) et la fréquence de découpage « f_{dec} » (Fig. 6-4b). Le comportement de ces variables reste similaire (sens identique d'évolution) comparé aux résultats du **Chapitre 5**.

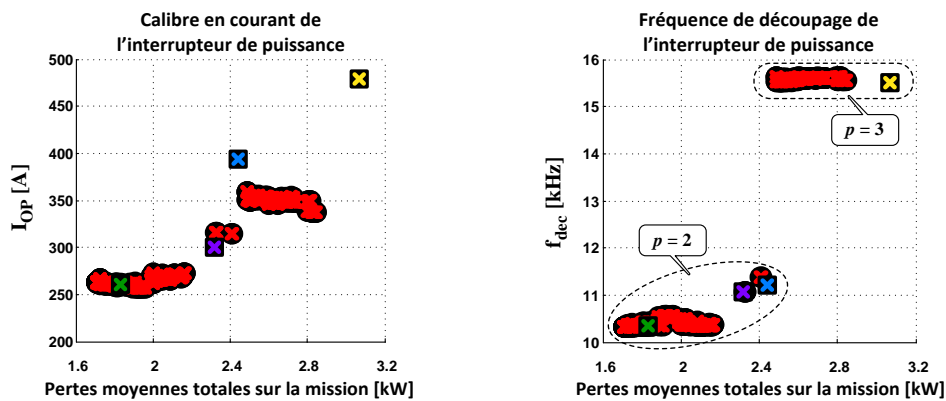


Fig. 6-4 : Evolution des variables de conception de l'onduleur de tension : (a) calibre en courant ; (b) fréquence de découpage

Comparé aux calibres des solutions issues de l'approche locale, au fur et à mesure que les pertes augmentent, les solutions issues de l'optimisation globale ont des calibres un peu moins élevés (donc une masse de l'onduleur de tension plus faible leur est associée). Ce dimensionnement du calibre est donc très couplé au dimensionnement de l'actionneur. En effet, comme nous le verrons dans la **section 6.3.4.1**, les actionneurs issus de l'approche globale sont caractérisés par des impédances plus fortes, donc des niveaux de courant demandés plus faibles.

Concernant l'évolution de la fréquence de découpage, les mêmes comportements qu'au chapitre précédent sont retrouvés. Pour les actionneurs à deux paires de pôles, la fréquence de découpage minimale est limitée :

- soit par la contrainte de commandabilité : cette contrainte, assurant le rapport « $f_{dec}/f_{mod} > 7$ », est atteinte pour les actionneurs avec les plus grandes impédances du front (solutions à « $f_{dec} \sim 10.3$ kHz ») ;
- soit par la contrainte de qualité en sortie : cette contrainte assure un taux de distorsion harmonique du courant de phase de l'actionneur, au point de puissance maximale à « $THD_{I_U} \leq 8\%$ ». L'augmentation du « THD_{I_U} » est provoquée par la chute de valeur de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » des actionneurs dimensionnés.

Pour les actionneurs à nombre de paires de pôles « $p = 3$ », la fréquence de découpage minimale est limitée par la contrainte de commandabilité et concerne les actionneurs avec les plus faibles impédances du front (solutions à « $f_{dec} \sim 15.5$ kHz »).

La Fig. 6-5 présente les valeurs maximales et minimales de « THD_{I_U} » au cours de la mission de vol par solution de l'ensemble de la chaîne. En particulier, concernant les actionneurs à « $p = 3$ » du front issu de l'approche globale, un aspect intéressant est à observer : les niveaux de « THD_{I_U} » maximaux ont été améliorés comparés aux solutions des boucles locales. Le taux de distorsion harmonique minimal, parmi les solutions, est de « $THD_{I_U} = 4.9\%$ ».

Pour expliquer cette amélioration, nous rappelons que les niveaux de fréquence de découpage sont homologues aux fréquences des boucles locales « onduleur de tension + filtre d'entrée ». Par contre, la qualité en sortie étant inversement proportionnelle au produit « $f_{dec} \cdot L_{SYNC}$ », le résultat de l'optimisation globale indique que les actionneurs dimensionnés ont une impédance plus élevée par rapport aux solutions des actionneurs issus de la « boucle locale actionneur ». Nous reviendrons, dans la **section 6.3.4.1**, sur le couplage entre dimensionnement de l'actionneur et qualité entrée/sortie des formes d'ondes.

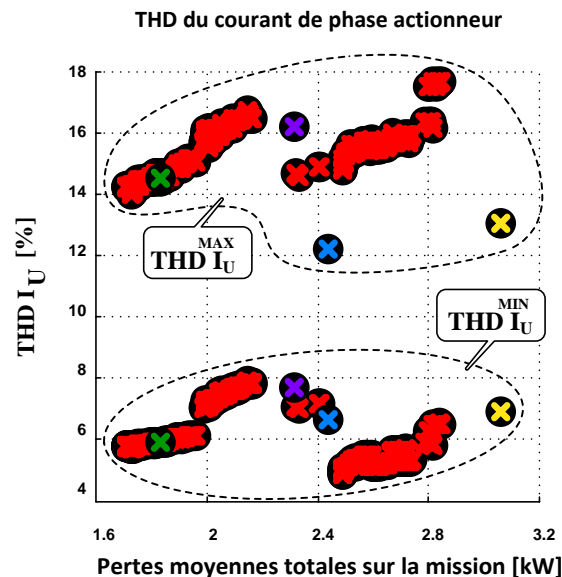


Fig. 6-5 : Evolution du taux de distorsion harmonique du courant de phase des actionneurs

6.3.1.3 Evolution des variables de conception de l'actionneur HSPMSM

La Fig. 6-6 présente l'évolution des variables de conception du modèle de l'actionneur HSPMSM comparée au cas de l'approche locale.

Globalement, les tendances d'évolution des paramètres de conception et des contraintes liées à l'actionneur sont assez similaires à celles de la boucle d'optimisation locale du « Pareto actionneur » du **Chapitre 3** (cf. Fig. 3-14). La principale différence repose sur le choix du point de base, lié aux paramètres internes de l'actionneur, notamment à l'inductance synchrone « L_{SYNC} ».

De ce fait, un couplage (présenté dans les **sections 6.3.4.1** et **6.3.4.2**) apparaît, liant le fonctionnement en mode défluxé et le respect de la qualité réseau.

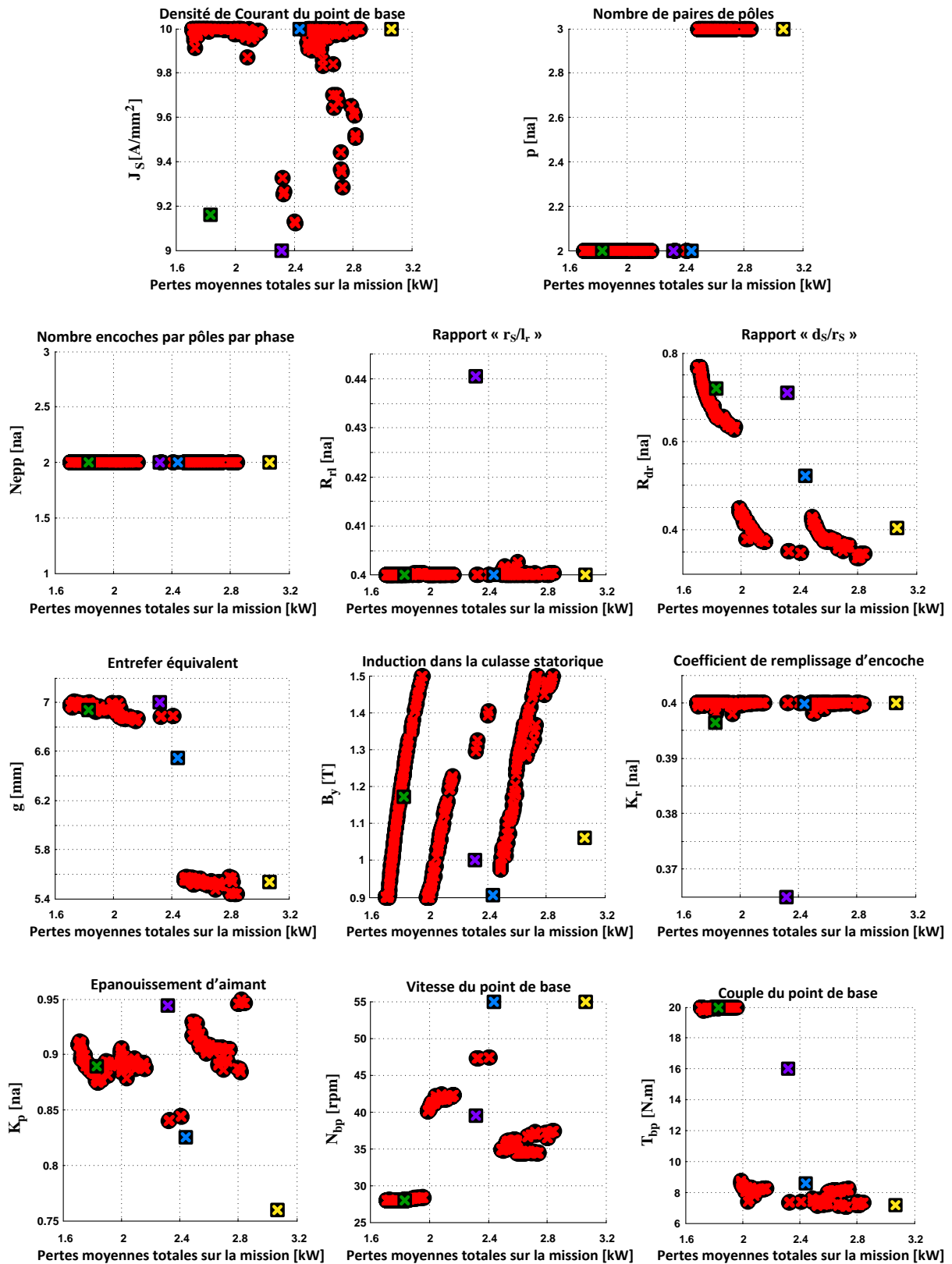


Fig. 6-6 : Evolution des variables de conception de la boucle d'optimisation globale concernant la partie actionneur HSPMSM

6.3.2 Répartition des sous-critères « F(X) »

Dans cette section, le « Pareto système » de la Fig. 6-1 est analysé en détails. Les critères de masses et de pertes moyennes sont dissociés afin de voir quel composant de la chaîne « ECS électrique » se montre plus dimensionnant selon le critère examiné. Comme nous l'avons précédemment signalé, les fronts présentés sont à tout instant comparés aux « solutions système » issues de l'association des solutions particulières des **sections 3.6** et **5.4**.

6.3.2.1 Répartition des masses

La Fig. 6-7 présente la répartition du critère de masses. Comparées aux solutions particulières, issues des résultats de l'association des boucles locales, les tendances de l'optimisation globale sont similaires en ce qui concerne la masse de l'actionneur (indices 1) et de l'onduleur de tension (indices 3). La réduction de la masse de l'actionneur est fondamentalement liée au degré de liberté sur la géométrie statorique à travers la variable de conception « R_{dr} » et la propriété d'un fonctionnement en surcouple. L'augmentation de la masse de l'onduleur est fondamentalement liée à l'augmentation du calibre en courant « I_{OP} », quant à lui, lié à l'augmentation de « f_{dec} ».

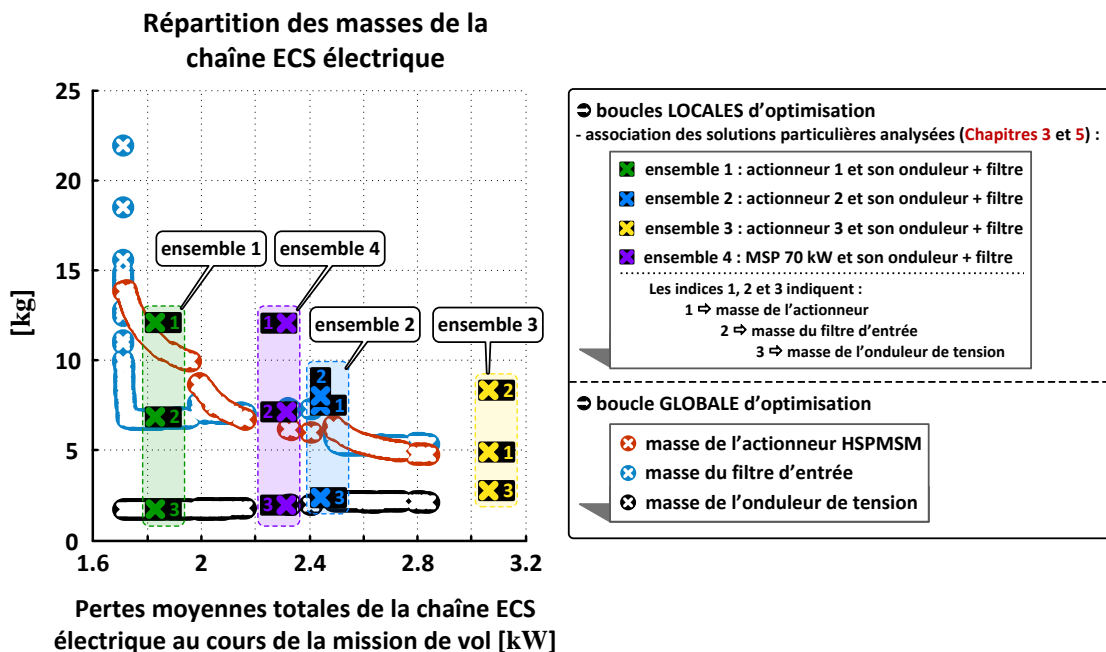


Fig. 6-7 : Répartition du critère des masses des différents éléments de la chaîne

En ce qui concerne la variation de la masse du filtre d'entrée (indice 2), nous constatons une tendance inverse à celle de l'association des solutions particulières. Cet effet est lié à la chute de la valeur de l'inductance « L_2 » et des capacités « C_3 » et « C_4 » (cf. Fig. 6-3).

Comme nous le verrons dans la **section 6.3.4.1**, cette chute de « L_2 » est le résultat d'un couplage existant entre le filtre d'entrée et l'inductance synchrone de l'actionneur favorisant la qualité réseau (respect de la norme Airbus).

Ce résultat montre aussi l'importance relative de la masse du filtre d'entrée qui « pèse » à peu près autant que l'actionneur !

6.3.2.2 Répartition des pertes moyennes

La Fig. 6-8 présente la répartition des pertes moyennes. Comparés aux solutions issues des boucles locales d'optimisation, les actionneurs dimensionnés par la boucle d'optimisation globale présentent des valeurs d'impédances plus fortes (cf. **section 6.3.4.1**), demandant donc des niveaux de courant plus faibles. De ce fait, les pertes moyennes de l'onduleur de tension sont plus faibles (comparées aux pertes de l'onduleur de tension issues des boucles locales).

De plus, nous remarquons, pour les solutions issues des boucles locales, que les pertes de l'onduleur de tension deviennent même dominantes (ensembles 2 et 3).

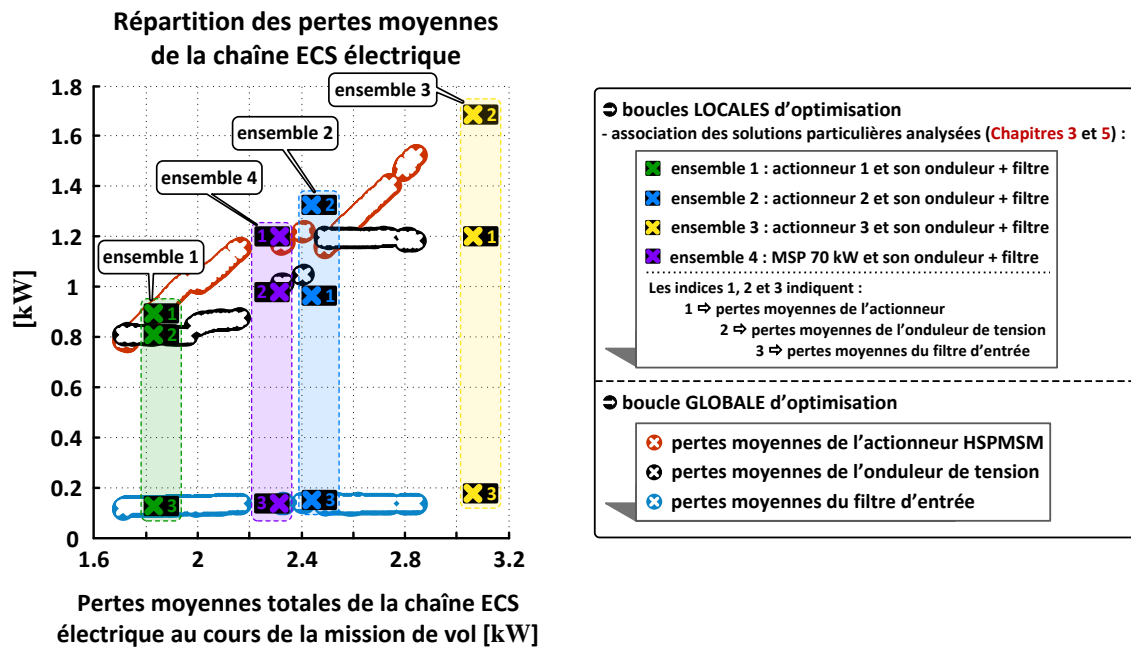


Fig. 6-8 : Répartition du critère des pertes moyennes des différents éléments de la chaîne

Du point de vue de la conception de l'actionneur, les points de mission étant toujours les mêmes (mêmes niveaux de couple), le fait de baisser les niveaux des courants conduit à une augmentation de la constante de couple. Par conséquent, une croissance de la constante de force contre électromotrice « K_{FEM} » s'en suit (présenté dans la **section 6.3.4.3**), notamment à la commutation du nombre de paires de pôles (cf. Fig. 6-6).

Le « plateau » remarqué sur les pertes moyennes de l'onduleur de tension est surtout associé au changement de la fréquence de découpage (Fig. 6-4b). En effet, l'augmentation des fréquences des modulantes (suite au changement du nombre de paires de pôles de « $p = 2$ » à « $p = 3$ ») demande une fréquence de découpage minimale d'environ « $f_{decMIN} \sim 15.5 \text{ kHz}$ » pour respecter la contrainte de commandabilité qui définit le rapport « $f_{dec}/f_{mod} > 7$ ». Concernant les pertes moyennes du filtre d'entrée, vu que la fréquence de découpage évolue de façon similaire aux cas issus de la boucle d'optimisation locale « onduleur de tension + filtre d'entrée » et le calcul étant fait à la raie « $2.f_{dec}$ », l'évolution des pertes moyennes reste similaire.

6.3.3 Superposition des « Pareto locaux » équivalents

L'optimisation globale étant caractérisée par la conception intégrant tous les éléments de la chaîne « ECS électrique », nous présentons pour la partie actionneur puis pour l'alimentation, la superposition des « Pareto locaux » équivalents sur les « Pareto globaux ».

6.3.3.1 Fronts de l'actionneur HSPMSM

La Fig. 6-9 présente la superposition des « Pareto actionneur ». Les deux fronts ont des variations similaires de masse et de pertes moyennes. Concernant les solutions à faible pertes moyennes, nous constatons que le front global présente de meilleures solutions (masse plus faible) que les solutions du front de la boucle locale. Cela signifie probablement que l'algorithme d'optimisation n'a pas totalement convergé dans le cas de la boucle d'optimisation locale.

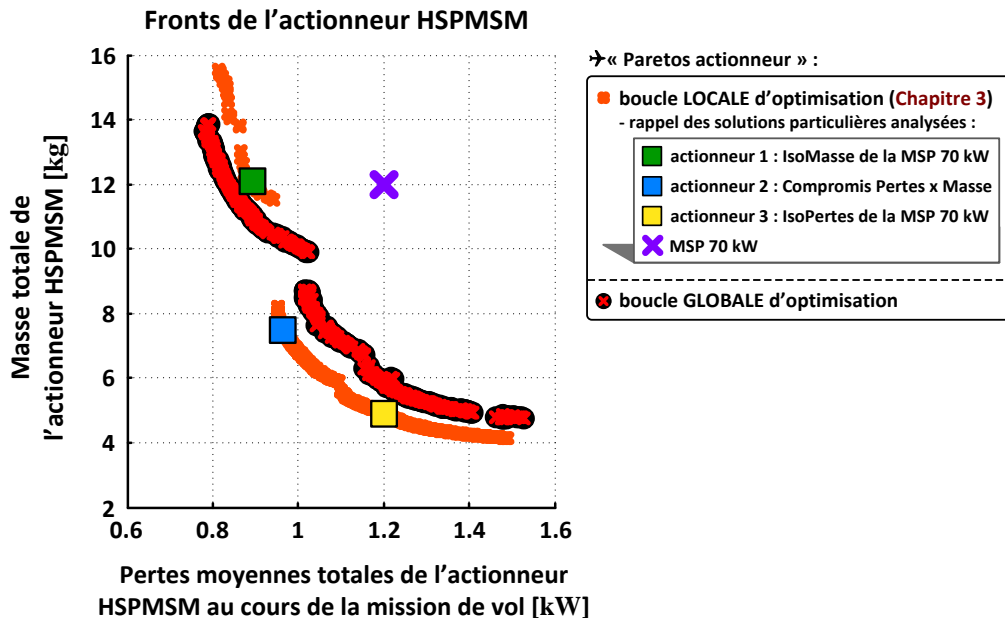


Fig. 6-9 : Superposition des fronts de l'actionneur HSPMSM issus des approches par optimisation locale et globale

Par rapport aux solutions à pertes moyennes élevées, suite à la commutation du point de base (à environ 1.05 kW de pertes moyennes), nous observons un comportement différent vis-à-vis de l'évolution des critères. Nous constatons que les actionneurs issus de la boucle d'optimisation globale sont plus lourds, à pertes moyennes données. Comme nous le verrons dans la **section 6.3.4.3**, les actionneurs étant conçus de façon à favoriser la qualité réseau, la conception du rotor des actionneurs appartenant aux solutions issues de la boucle d'optimisation globale diffère du dimensionnement des actionneurs issus de l'approche de conception par optimisation locale.

6.3.3.2 Fronts de Pareto de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée »

La Fig. 6-10 présente la superposition des fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée ». Concernant les solutions à faible pertes moyennes, on observe qu'elles sont similaires à celles de la boucle d'optimisation locale ayant l'actionneur 1 comme charge (indice « a »). En effet, ces solutions se ressemblent notamment au niveau des inductances synchrones « L_{SYNC} » (cf. Fig. 6-11) des actionneurs dimensionnés et des inductances de filtrage « L_2 » (cf. Fig. 6-3).

Dans l'évolution des pertes moyennes de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée », comparé aux solutions issues des boucles locales d'optimisation, l'approche globale présente une tendance inverse d'évolution de la masse.

Autrement dit, au fur et à mesure que le niveau des pertes moyennes augmente, la masse de l'ensemble diminue au lieu d'augmenter. Comme présenté dans la **section 6.3.4.1**, ce comportement, en sens opposé, est lié au couplage existant entre « L_{SYNC} » et « L_2 » de façon à favoriser la qualité réseau tout en minimisant la masse totale du système.

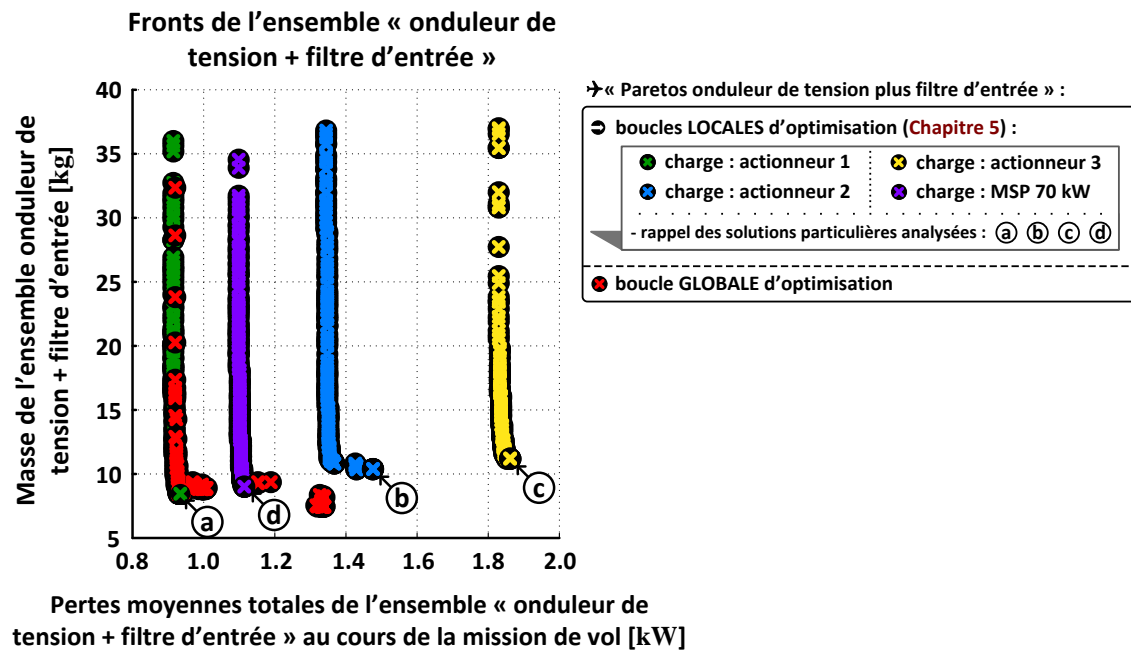


Fig. 6-10 : Superposition des fronts de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » issus des approches par optimisation locale et globale

6.3.4 Dimensionnement de l'actionneur HSPMSM favorisant la qualité réseau : couplage inductance synchrone – inductance de filtrage

Cette section présente les caractéristiques principales issues de l'optimisation globale de la chaîne « ECS électrique ». Elle synthétise les points cités jusqu'ici et met en évidence l'intérêt du dimensionnement global de la chaîne tout en respectant la qualité réseau imposée par la norme Airbus [AIRBUS_N24RP0831391] considérée.

Malgré le fait que l'onduleur de tension soit au centre du traitement de l'énergie de la chaîne, assurant la conversion DC-AC, nous montrerons que dans une démarche de conception favorisant la qualité réseau du bus HVDC, le « cœur » de ce dimensionnement repose plutôt sur le design de l'actionneur HSPMSM. Dans ce dimensionnement, privilégiant la contrainte forte de qualité réseau, le couplage entre l'actionneur et le filtre d'entrée, vis-à-vis de la réduction des critères de masse et des pertes moyennes de tout l'ensemble, est mis en évidence.

6.3.4.1 Couplage entre les impédances du filtre d'entrée et de l'actionneur HSPMSM

Nous avons précédemment évoqué, comparé au cas de la boucle d'optimisation locale « onduleur de tension + filtre d'entrée », l'existence d'une variation de sens opposée de l'inductance « L_2 » de filtrage (cf. Fig. 6-3). Comme remarqué dans la section 6.3.1.1, les inductances de filtrage issues de l'optimisation globale ont des valeurs plus faibles. Par ailleurs, sachant que « L_2 » représente environ 2/3 de la masse totale du filtre d'entrée et que sa valeur est très couplée à la norme Airbus, l'intérêt de réduire sa masse paraît évident.

Cette tendance d'évolution, vis-à-vis de l'inductance « L_2 », est couplée à la variation de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » de l'actionneur. La Fig. 6-11 présente l'évolution de « L_{SYNC} » dans les deux différents cas d'optimisation étudiés (boucles locale et globale). Les valeurs des inductances des solutions particulières des actionneurs choisies dans la section 3.6 sont aussi rappelées.

Nous rappelons que l'axe des pertes de la Fig. 6-11 représente les pertes moyennes de l'actionneur. Autrement dit, concernant les résultats de la boucle d'optimisation globale, par effet de comparaison avec les résultats de la boucle d'optimisation locale, les pertes de l'actionneur ont été dissociées des pertes totales de l'ensemble de toute la chaîne ECS.

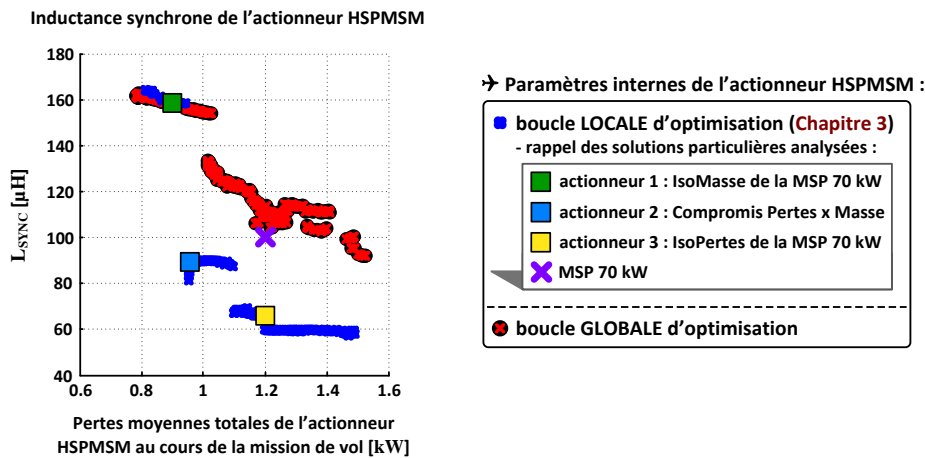


Fig. 6-11 : Evolution de « L_{SYNC} » de l'actionneur HSPMSM issue des approches par optimisation locale et globale

Ce résultat met en évidence un effet de compensation de l'impédance équivalente de charge vue par le réseau HVDC. En effet, dans les solutions issues de l'optimisation globale, la diminution constatée de l'inductance « L_2 » est compensée par l'augmentation de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » (comparées aux valeurs des inductances issues des solutions de la boucle locale).

☞ **NB : ce résultat est typique de l'intérêt d'une approche système. En effet, le « concepteur système » aidé ici de l'algorithme d'optimisation, s'autorise à sur-dimensionner légèrement ses moteurs afin de soulager les contraintes de filtrage vis-à-vis de la qualité réseau. A l'opposé, deux concepteurs différents aux domaines d'expertises distincts, ayant successivement en charge l'optimisation de l'actionneur et celle de l'alimentation auront tendance à minimiser leur masse respective sans exploiter de couplage systémique, générateur au final d'un gain de masse substantiel.**

L'augmentation de l'inductance synchrone renforce le besoin d'un fonctionnement en mode défluxé de pilotage de l'actionneur, présenté dans la prochaine section.

6.3.4.2 Défluxage et démagnétisation des aimants

La Fig. 6-12a superpose l'angle de défluxage « Ψ » du point à 70 kW (point 11 de la mission de vol – cf. Tab.1-6) des deux différentes boucles d'optimisation (locale et globale). Concernant le pilotage des actionneurs de la boucle d'optimisation globale, deux fonctionnements sont distingués :

- mode défluxé (pertes moyennes inférieures à ~ 1 kW) ;
- mode défluxé et surcouple (pertes moyennes supérieures à ~ 1 kW).

Similairement aux résultats présentés dans le **Chapitre 3** (cf. Fig. 3-14), les discontinuités au niveau de l'induction dans la culasse statorique « B_y » (cf. Fig. 6-6) caractérisent l'augmentation des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » de l'actionneur (pertes majeures dans le bilan des pertes totales). Le fonctionnement en régime défluxé est le moyen de « ralentir » l'évolution de ces pertes.

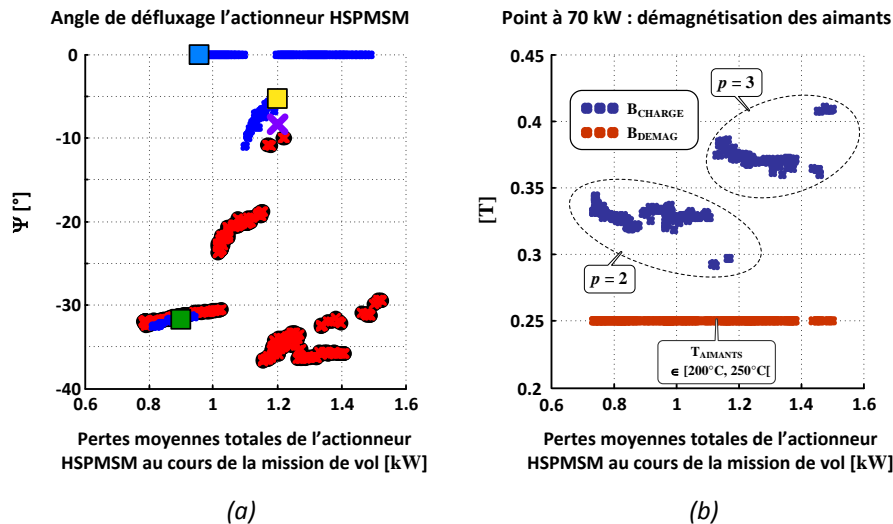


Fig. 6-12 : (a) Evolution de « Ψ » de l'actionneur HSPMSM issue des approches par optimisation locale et globale (voir légende de la figure Fig. 6-11) ; (b) induction résultante de charge dans l'entrefer et seuil de désaimantation des aimants

D'autre part, dans le cas des solutions issues de la boucle d'optimisation globale, suite à l'augmentation de la valeur des inductances synchrones (comparées aux solutions issues de la boucle d'optimisation locale), le défluxage assure la faisabilité des points à fort couple. En effet, le fait d'augmenter la valeur de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » occasionne un déplacement du point de base vers la gauche sur plan couple-vitesse de l'actionneur HSPMSM.

Cela explique aussi pourquoi le placement du point de base des actionneurs obtenus (cf. Fig. 6-6) diffère des actionneurs issus de la boucle d'optimisation locale (cf. Fig. 3-14), principalement en ce qui concerne le positionnement de la vitesse de base « N_{bp} ».

Couplé au dimensionnement de l'aimant, l'augmentation de l'inductance synchrone provoquant la diminution des courants, engendre des angles de défluxage importants :

- « $\Psi \sim 30^\circ$ » pour les actionneurs à nombre de paires de pôles « $p = 2$ » (pertes moyennes inférieures à ~ 1.15 kW), en butée thermique maximale d'aimants « $T_{AIMANTS} = 250^\circ\text{C}$ » au point à 70 kW ;
- « $\Psi \sim 36^\circ$ » pour les actionneurs à nombre de paires de pôles « $p = 3$ » (pertes moyennes supérieures à ~ 1.15 kW), en butée thermique maximale de bobinage « $T_{CUIVRE} = 220^\circ\text{C}$ » au point à 70 kW.

➤ **Remarque** : nous précisons que dans l'algorithme de défluxage implémenté (présenté dans la section 2.3.6.3), nous n'avons pas mis de limite d'angle de défluxage maximal autorisé.

Le défluxage étant un élément fondamental assurant la faisabilité des points de la mission de vol, notamment aux points de fort couple, la désaimantation des aimants doit être abordée. La figure Fig. 6-12b présente la démagnétisation des aimants au point à 70 kW (point de plus fort défluxage correspondant aux angles « Ψ » de la Fig. 6-12a des solutions de l'approche globale).

Contrairement aux résultats présentés dans la section 3.5.6, nous observons que l'induction magnétique résultante dans l'entrefer en charge « B_{CHARGE} » est à peu près constante en fonction du nombre de paires de pôles. A nombre de paires de pôles « $p = 2$ », ces actionneurs à faibles pertes moyennes ont les plus grands entrefers équivalents « $g \sim 7$ mm ». L'épaisseur de frette « $s \sim 4$ mm » étant similaire pour toutes solutions du front, ces actionneurs ont donc les entrefers mécaniques « $\delta \sim 3$ mm » les plus grands.

Malgré la butée maximale de température des aimants « $T_{AIMANTS}$ » au point à 70 kW, le fait d'avoir un gros entrefer mécanique diminue les risques de désaimantation. D'autre part la transition de « $p = 2$ » à « $p = 3$ » est suivie d'une diminution des pertes dans les aimants, donc d'une diminution de la température des aimants. Ensuite, lié à cette commutation du nombre de paires de pôles de l'actionneur, nous assistons à une augmentation de l'induction résultante « B_{CHARGE} » liée d'un côté à la chute de température, mais d'un autre côté à une configuration rotorique différenciée des solutions issues de l'optimisation locale du **Chapitre 3**, présentée dans la prochaine section.

6.3.4.3 Caractéristiques rotoriques

Comparé aux solutions issues de la boucle d'optimisation locale, les aimants dimensionnés sont caractérisés par une induction dans l'entrefer à vide « B_{1g} » (cf. Fig. 6-13a) plus grande. De ce fait, les constantes de force contre-électromotrice « K_{FEM} » (cf. Fig. 6-13b) demandées sont plus fortes. Vu que les niveaux de couple demandés sont imposés par le profil de mission, les niveaux de courants de l'actionneur deviennent plus faibles.

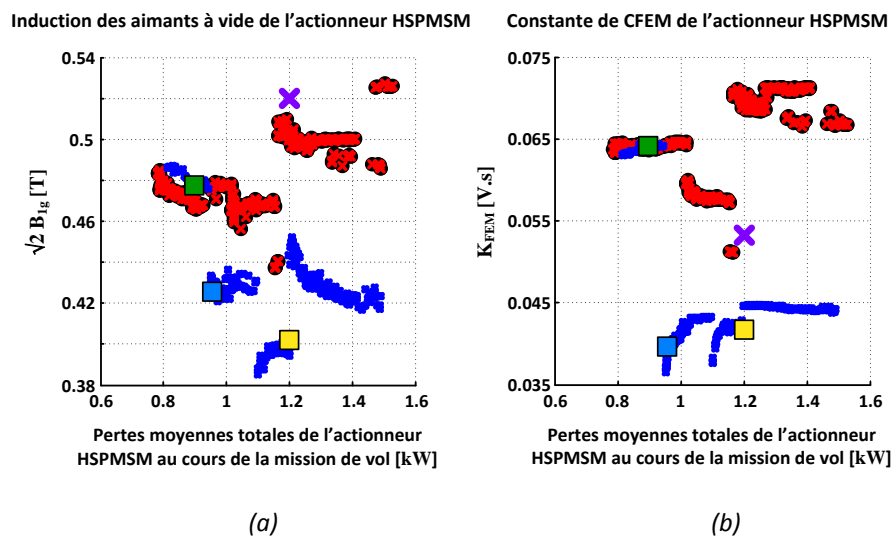


Fig. 6-13 : Evolution de « B_{1g} » (a) et de « K_{FEM} » (b) de l'actionneur HSPMSM issue des approches par optimisation locale et globale (voir légende de figure la Fig. 6-11)

Un autre élément jouant un rôle important sur le dimensionnement du rotor, déjà noté dans la **section 3.5.6**, concerne l'influence de l'épanouissement d'aimant « K_p ». Son effet est d'ailleurs encore plus présent dans les résultats issus de la boucle d'optimisation globale. Comparé aux résultats de l'approche locale (cf. Fig. 3-14), nous observons un comportement de sens opposé (cf. Fig. 6-6). D'une part, « K_p » agit sur la résistance thermique de la couche équivalente « aimants + intercalaires », cela lui attribue donc un rôle important vis-à-vis du circuit thermique de l'actionneur. D'autre part, le fonctionnement en mode défluxé (caractéristique de tous les actionneurs issus de l'approche d'optimisation globale) demande de forts niveaux d'épanouissement :

- à « $p = 2$ », pour compenser l'effet démagnétisant occasionné par les grands entrefers mécaniques maximisant la hauteur d'aimant « l_m », donc l'amplitude de l'induction dans l'entrefer « B_{1g} » ;
- à « $p = 3$ », pour augmenter la constante de force contre-électromotrice « K_{FEM} » et prioriser le fonctionnement en mode défluxé (lié à l'augmentation de l'inductance synchrone « L_{SYNC} » cf. **section 6.3.4.1**), la faisabilité des niveaux des couples des points du profil de vol de la mission est assurée par des actionneurs ayant des niveaux de courant plus faibles.

Nous pouvons donc dire que l'optimisation globale, d'une manière générale, a dimensionné des actionneurs plus « robustes » au niveau de la conception du rotor. Ils sont caractérisés par de niveaux d'induction à vide « B_{1g} » et de constante de force contre-électromotrice « K_{FEM} » plus élevés. Comparé au cas de l'approche par optimisation locale de l'actionneur, nous observons un coefficient de perméance élevé de l'ordre de « $P \sim 1.45$ » pour les solutions du front issu de l'approche globale.

Concernant l'écart des masses actionneurs entre les deux approches, cf. Fig. 6-9, il est essentiellement dû à l'augmentation de la masse rotorique. Nous constatons que cette augmentation est liée à la :

- masse des aimants : associée à des hauteurs « l_m » plus grandes (comparées aux solutions de l'approche locale) et à des épanouissements « K_p » plus forts. En effet, dans le cas de la boucle d'optimisation globale, la réduction de la hauteur « l_m » est compensée par l'augmentation de l'épanouissement des aimants « K_p » qui fait aussi augmenter l'amplitude de l'induction à vide dans l'entrefer « B_{1g} » ;
- masse de la culasse rotorique : associée à des épaisseurs de culasse « d_r » plus grandes.

Un autre aspect dimensionnant, remarqué aussi dans la **section 3.5.5** (cf. Fig. 3-17b), concerne l'effet de la contrainte de chute maximale autorisée de l'induction dans l'entrefer. Dans les actionneurs issus de l'optimisation globale, toutes les solutions ont le même niveau de fuites d'entrefer. Ce résultat montre que l'optimiseur privilégie les valeurs de fuites maximales autorisées par cette contrainte.

L'autre aspect étant systématiquement répété dans les deux approches (locale et globale), concerne le choix de frette de maintien. Afin de privilégier la thermique du rotor, la frette métallique en titane (meilleur conducteur thermique) a systématiquement été choisie par l'optimiseur. Le volume rotorique étant plus ou moins constant pour toutes les solutions (faible variation du rayon d'alésage « r_s »), l'épaisseur de la frette titane choisie est, quant à elle, de l'ordre « $s \sim 4$ mm ».

6.4 Solutions particulières

Le « Pareto système » issu de l'optimisation globale présente un total de 418 solutions. Nous considérons 3 solutions particulières afin de présenter leurs caractéristiques concernant les modèles de dimensionnement développés. Ces 3 solutions sont représentées sur la Fig. 6-1 de la **section 6.3** :

- solution « i » : à iso-Masse par rapport à la solution « iii » ;
- solution « ii » : à iso-Pertes par rapport à la solution « iii » ;
- solution « iii » : « solution système » ayant l'actionneur de référence MSP 70 kW de Liebherr-Aerospace Toulouse comme charge (nommée « solution 4 » présentée sur la Fig. 6-1).

6.4.1 Éléments d'optimisation des solutions particulières

Dans cette section, nous présentons les paramètres d'entrée « \mathbf{X} » et les critères « $\mathbf{F}(\mathbf{X})$ » des solutions considérées.

6.4.1.1 Vecteurs « \mathbf{X} » des solutions particulières

Les tableaux Tab.6-3 et Tab.6-4 présentent respectivement le vecteur des paramètres d'entrée « \mathbf{X} » des différents éléments considérés de la chaîne.

Un aspect intéressant concerne le positionnement du point de base en fonction des paramètres électromagnétiques (voir **section 6.4.2.1**) qui favorise le fonctionnement en mode défluxé.

Solution système	VARIABLES DE CONCEPTION « X » DE L'ACTIONNEUR										
	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}	x_{11}
	J_S [A/mm ²]	p [na]	N_{ep} [na]	R_{rl} [na]	R_{dr} [na]	g [mm]	B_y [T]	K_r [na]	K_p [na]	N_{bp} [10 ³ rpm]	T_{bp} [Nm]
i) IsoMasse	10	2	2	0.4	0.72	7.00	1.01	0.4	0.889	28.0	19.99
ii) IsoPertes	9.33	2	2	0.4	0.35	6.89	1.30	0.4	0.840	47.3	7.35
iii) MSP 70 kW	9.00	2	2	0.44	0.71	7.00	1.00	0.365	0.944	39.5	15.99

Tab.6-3 : Variables de dimensionnement des actionneurs choisis sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

Solution système	VARIABLES DE CONCEPTION « X »									
	FILTRE D'ENTREE								ONDULEUR DE TENSION	
	cellule 1				cellule 2					
	x_1	x_2	x_3	x_4	x_5	x_6	x_7	x_8	x_9	x_{10}
	L_1 [μH]	C_1 [μF]	C_2 [μF]	R_{C2} [Ω]	L_2 [μH]	C_3 [μF]	C_4 [μF]	R_{C4} [Ω]	f_{dec} [kHz]	I_{OP} [A]
i) IsoMasse	-	-	-	-	141	127	626	0.84	10.4	263
ii) IsoPertes	-	-	-	-	142	155	761	0.90	11.1	316
iii) MSP 70 kW	-	-	-	-	150	140	659	0.88	11.1	300

Tab.6-4 : Variables de dimensionnement des ensembles « onduleur de tension + filtre d'entrée » choisis sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

Comparés aux solutions particulières issues des boucles locales des **Chapitres 3** et **5**, nous observons par exemple :

- le vecteur « X » de la « solution système » IsoMasse des tableaux Tab.6-3 et Tab.6-4 est très similaire à la « solution système » issue de l'association de l'actionneur IsoMasse du **Chapitre 3** (cf. Tab.3-18) et son ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » du **Chapitre 5** (cf. Tab.5-5) ;
- les actionneurs choisis du tableau Tab.6-3 sont à nombre de paires de pôles « $p = 2$ ». Par rapport aux solutions particulières choisies au **Chapitre 3** (cf. Tab.3-18), la solution actionneur à « IsoPertes » était caractérisée par « $p = 3$ ». De ce fait, son ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » demandait une fréquence de découpage « f_{dec} » plus élevée donc un calibre en courant « I_{OP} » plus grand.

6.4.1.2 Vecteurs « F(X) » des solutions particulières

Le tableau Tab.6-5 présente les critères « F(X) » des « solutions système » choisies. Ce tableau présente aussi la répartition des critères sur les trois éléments (actionneur, onduleur de tension, filtre d'entrée) constituant le système « ECS à puissance électrique ».

Comme présenté au début du paragraphe 6.3, le tableau Tab.6-2 montre les gains obtenus sur les critères d'optimisation, comparés aux critères de la « solution système » ayant l'actionneur de référence MSP 70 kW comme charge (solution 4 de la Fig. 6-1). Nous observons une certaine symétrie de ces gains, à iso-Masse (solution « i » de la Fig. 6-1) les gains sur les pertes sont d'environ 25 % et à iso-Pertes (solution « ii » de la Fig. 6-1), le gain de masse est d'environ 26 %.

Solution système	CRITERES « F(X) »	
	« $F_1(X)$ » [kg]	« $F_2(X)$ » [kW]
i) Iso-Masse	21	1.75
✓ Actionneur HSPMSM	12.5	0.81
✓ onduleur de tension	1.70	0.81
✓ filtre d'entrée	6.80	0.13
ii) Iso-Pertes	15.5	2.32
✓ actionneur HSPMSM	6.2	1.17
✓ onduleur de tension	2.0	1.01
✓ filtre d'entrée	7.3	0.14
iii) MSP 70 kW	21	2.32
✓ actionneur HSPMSM	12.0	1.20
✓ onduleur de tension	1.9	0.98
✓ filtre d'entrée	7.1	0.14

Tab.6-5 : Objectifs des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS à puissance électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.2 Caractéristiques des actionneurs HSPMSM dimensionnés

Nous présentons les caractéristiques des actionneurs issus des « solutions système » particulières. L'idée consiste à retrouver les points soulignés lors de l'analyse des tendances de l'optimisation globale de la partie actionneur précédemment citées au cours du sous-chapitre 6.3.

6.4.2.1 Caractérisation de la géométrie et des paramètres électromagnétiques

La Fig. 6-14 présente les actionneurs en coupe mettant en évidence leurs faces frontales et leurs longueurs actives. Nous observons que, du point de vue de la variation des dimensions radiales statoriques (extérieures à l'alésage), les différences géométriques entre les solutions particulières sont flagrantes. D'autre part, dû aux contraintes de faisabilité mécanique de l'actionneur liées à la haute vitesse, nous retrouvons la caractéristique d'une faible variation de la longueur active « l_r ».

Le tableau Tab.6-6 présente les dimensions des actionneurs considérés. Nous notons la faible variation du rayon d'alésage « r_s », représentant l'ordre du rayon minimal assurant les niveaux de couple demandés par les points de la mission de vol. Le gros entrefer mécanique « δ » assure le fort défluxage de ces actionneurs sans être contraint par la démagnétisation.

D'autre part, à « $p = 2$ », les gros entrefers traduisent aussi la façon de refroidir le rotor trouvé par l'optimisation, une fois que les solutions analysées (IsoMasse et IsoPertes) sont en butée thermique de température des aimants « $T_{AIMANTS} = 250 \text{ °C}$ » au point de puissance 70 kW.

Similairement aux solutions particulières des actionneurs du **Chapitre 3**, nous retrouvons le choix du matériau de la frette en titane (meilleur conducteur thermique). Nous rappelons que l'actionneur de référence, ayant sa frette de maintien en fibre de carbone, le modèle thermique développé entraîne une température « $T_{AIMANTS} \sim 345 \text{ °C}$ ».

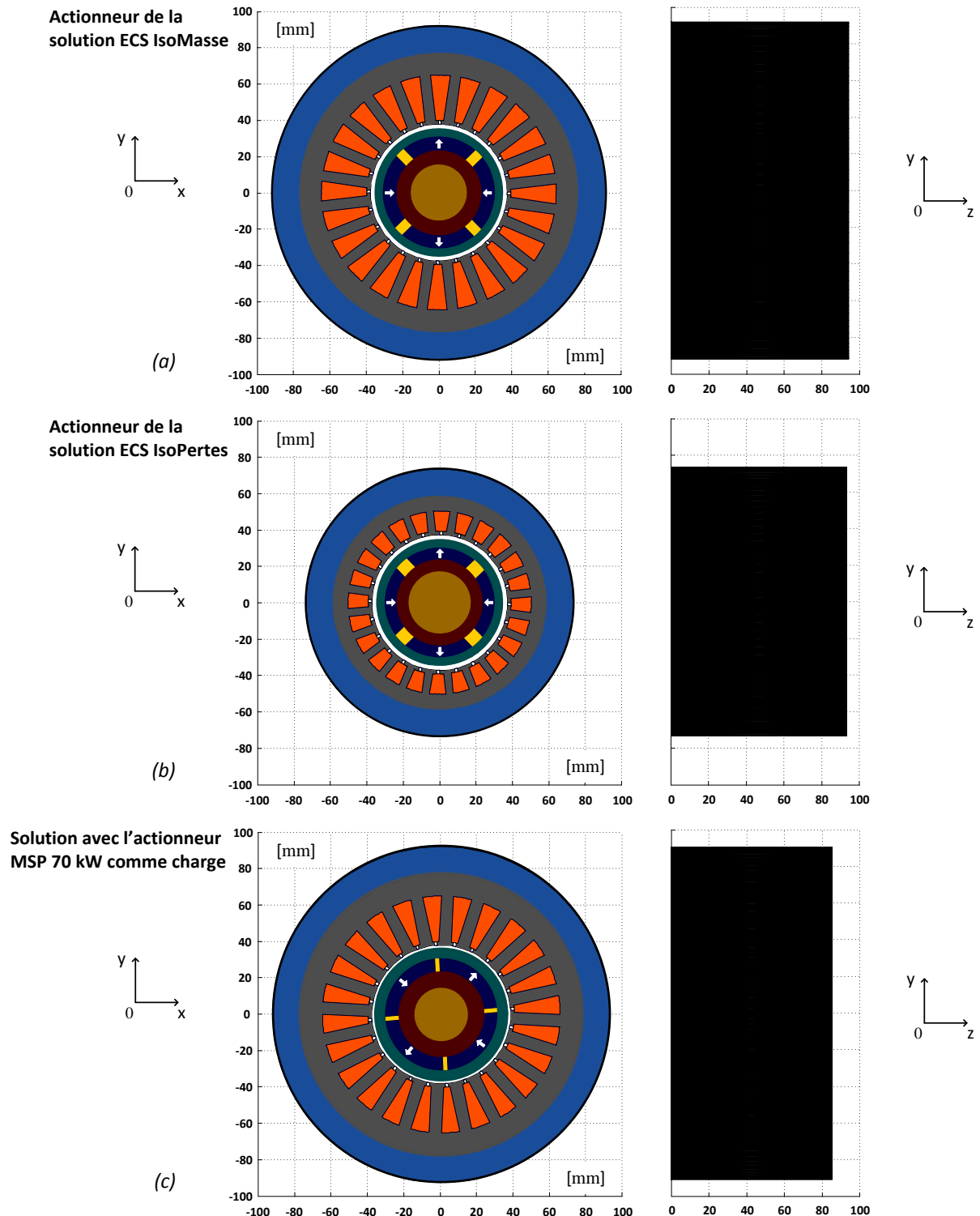


Fig. 6-14 : Différentes vues en coupe des solutions particulières choisies sur le front « Pareto système » résultat de l'approche globale d'optimisation (cf. Fig. 6-1) comparées à la « solution système » ayant l'actionneur de référence (MSP 70 kW) comme charge : (a) solution à Iso-Masse ; (b) solution à Iso-Pertes ; (c) actionneur de référence

Dimensions géométriques	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
STATOR				
rayon d'alésage	r_s [mm]	37.65	37.26	38.00
largeur de dent	ω_t [mm]	6.03	4.31	6.84
épaisseur de la culasse	d_y [mm]	12.25	8.07	12
profondeur d'encoche	d_s [mm]	26.95	13.6	27
largeur du fond d'encoche	ω_s [mm]	10.88	8.87	10.18
hauteur de tête de dent	h_o [mm]	2.00	2.00	2.00
isthme d'encoche	b_o [mm]	1.50	1.50	1.50
longueur du paquet de tôles	l_r [mm]	94.10	93.13	86.24
coefficient de Carter	k_{carter} [na]	1.004	1.004	1.004
ROTOR/ENTREFER				
entrefer mécanique	δ [mm]	3.00	2.93	2.00
hauteur d'aimant	l_m [mm]	7.94	7.36	8.50
épaisseur de culasse	d_r [mm]	7.47	6.35	8.50
largeur d'aimant	ω_m [mm]	42.83	40.08	45.99
FRETTE				
matériau		titane	titane	Carbone
épaisseur	s [mm]	3.99	3.95	5.00

Tab.6-6 : Dimensions géométriques des actionneurs des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

Les actionneurs ont à peu près le même rayon d'alésage. Concernant le rotor, les dimensions radiales (intérieur à l'alésage) n'admettent pas beaucoup de variations. Donc, les gains de masse sont plutôt situés au niveau statorique.

Le tableau Tab.6-7 présente la caractérisation des paramètres électromagnétiques des actionneurs analysés. Une remarque importante qui correspond à l'analyse présentée dans la sous-section 6.3.4.1, repose sur les valeurs des inductances synchrones. Par exemple, l'actionneur de la solution particulière à IsoPertes analysée du **Chapitre 3** a une inductance d'environ « $L_{SYNC} = 65 \mu\text{H}$ », tandis que la solution à IsoPertes de la boucle d'optimisation globale est à « $L_{SYNC} = 106.2 \mu\text{H}$ ». Comme noté dans la section 6.3.4, cette caractéristique est liée à la conception de l'actionneur favorisant la qualité réseau, privilégiant le fonctionnement en régime de défluxage.

Comparées aux solutions particulières du **Chapitre 3** (cf. Tab.3-17), nous constatons aussi les différences sur les caractéristiques rotoriques. Les solutions issues de la boucle d'optimisation globale se distinguent par des valeurs des éléments du modèle magnétique plus fortes.

Paramètres	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
MODELE CIRCUIT ELECTRIQUE				
inductance :				
- synchrone	L_{SYNC} [μH]	160.73	106.22	104.26
- têtes de bobine	L_{tetes_bob} [μH]	48.56	28.38	25.88
résistance statorique	R_S [mΩ]	10.64	16.41	7.34
constante de temps	τ_{elec} [ms]	15.11	6.47	14.21
MODELE MAGNETIQUE				
constante de FCEM	K_{FEM} [Vs]	0.064	0.051	0.053
induction magnétique à vide dans l'entrefer (valeur crête)	$\sqrt{2}.B_{1g}$ [T]	0.47	0.44	0.52
flux à vide (valeur crête)	Φ_{VIDE} [mWb]	31.83	25.63	26.60
perméance de l'aimant	P [na]	1.46	1.37	1.55

Tab.6-7 : Paramètres électriques et magnétiques des actionneurs des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.2.2 Répartition des pertes moyennes

Le tableau Tab.6-8 présente la répartition des pertes moyennes au sein des actionneurs analysés. Nous retrouvons la caractéristique dominante des pertes fer face aux autres pertes liée à la problématique des actionneurs haute vitesse. Comparé à la « solution système » avec la solution de référence MSP 70 kW, nous constatons que les solutions particulières analysées présentent moins de pertes fer. Cet effet est dû au fait que les actionneurs « i » et « ii » fonctionnent en mode défluxé sur plusieurs points de la mission de vol, et pas seulement sur le point de puissance maximale, comme la solution de référence conçue par LIEBHERR-Aerospace Toulouse.

Pertes moyennes	Notation	Solution système					
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)			
Joule	$\langle P_J \rangle$ [W]	134	17 %	308	26 %	128	10 %
fer	$\langle P_{FER} \rangle$ [W]	500	61 %	682	58 %	904	74 %
aérodynamiques	$\langle P_{AERO} \rangle$ [W]	129	16 %	124	11 %	149	12 %
aimants	$\langle P_{AIMANTS} \rangle$ [W]	51	6 %	54	5 %	46	4 %
		100 %		100 %		100 %	

Tab.6-8 : Répartition des pertes moyennes sur la mission de vol des actionneurs des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

Les pertes moyennes dans les aimants restent les plus faibles. Par contre, localement (pertes par point de mission) elles sont très dimensionnantes au niveau thermique des actionneurs.

6.4.2.3 Répartition des masses

Le tableau Tab.6-9 présente la répartition des masses des solutions analysées. Nous remarquons avec les données du tableau Tab.6-6 que les dimensions statoriques de l'actionneur « i » sont similaires à celles de la solution MSP 70 kW. D'autre part, le fort gain de masse de l'actionneur « ii » est lié à la caractéristique d'exploitation d'un fonctionnement en surcouple. Nous observons aussi, que ce gain de masse est suivi d'une similarité des caractéristiques électromagnétiques de l'actionneur « ii » par rapport à celles de la solution MSP 70 kW (cf. Tab.6-7) liée à l'exploitation du fonctionnement en mode défluxé de pilotage.

Masses	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
STATOR				
culasse	M_{CS} [kg]	3.89	1.95	-
dents	M_{DENTS} [kg]	2.88	1.10	-
TOTAL	M_{STATOR} [kg]	6.77	3.05	~ 7.0
CUIVRE				
dans les encoches	M_{CUIVRE_ENC} [kg]	1.54	0.66	-
- du total de cuivre	[%]	40.9	48.1	~ 40
des têtes de bobines	M_{TETES_BOB} [kg]	2.22	0.71	-
- pourcentage du total de cuivre	[%]	59.1	51.9	~ 60
TOTAL	M_{CUIVRE} [kg]	3.76	1.37	~ 3.0
ROTOR				
culasse	M_{CR} [kg]	0.645	0.568	0.789
aimants	$M_{AIMANTS}$ [kg]	0.93	0.80	1.064
frette	M_{FRETTE} [kg]	0.341	0.331	0.166
intercalaires	M_{INTERC} [g]	38.41	50.94	-
TOTAL	M_{ROTOR} [kg]	1.95	1.75	~ 2.0

Tab.6-9 : Répartition des masses des actionneurs des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.3 Onduleurs de tension dimensionnés

Nous présentons les caractéristiques des onduleurs de tension des « solutions système » particulières choisies de la boucle d'optimisation globale « ECS à puissance électrique » - cf. Fig. 6-1.

6.4.3.1 Caractéristiques du module de puissance et de la plaque froide

Le tableau Tab.6-10 précise les caractéristiques des composants de puissance et le tableau Tab.6-11 présente les résistances thermiques et les surfaces des modules de puissance ainsi que de la plaque froide des solutions analysées.

Elément	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
COMPOSANT DE PUISSANCE				
calibre				
en tension	V_{OP} [V]	1200	1200	1200
en courant	I_{OP} [A]	263	316	300
IGBT				
résistance thermique	R_{THJC_IGBT} [K/W]	0.088	0.073	0.077
résistance conduction	R_{ON_IGBT} [Ω]	0.006	0.005	0.006
coefficients d'énergie à l'amorçage :	a_{ON} [mJ/pulse]	3.7	4.4	4.2
	b_{ON} [mJ/A]	0.08	0.08	0.08
	c_{ON} [$10^{-8}J/A^2$]	5.8	4.8	5.1
coefficients d'énergie au blocage :	a_{OFF} [mJ/pulse]	2.1	2.6	2.5
	b_{OFF} [mJ/A]	0.06	0.06	0.06
	c_{OFF} [$10^{-8}J/A^2$]	4.3	3.6	3.8
Diode				
résistance thermique	R_{THJC_DIODE} [K/W]	0.159	0.132	0.139
résistance conduction	R_{ON_DIODE} [Ω]	0.005	0.004	0.005
coefficients d'énergie au blocage :	a_{RR} [mJ/pulse]	3.1	3.77	3.55
	b_{RR} [mJ/A]	0.04	0.04	0.04
	c_{RR} [mJ/A ²]	0.0	0.0	0.0

Tab.6-10 : Caractéristiques thermiques, de conduction et de commutation des composants de puissance (IGBT + diode) des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

Elément	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
BOITIER				
surface 1 'dual pack'	S_{PACK} [mm ²]	6363	7648	7273
résistance thermique contact boîtier-dissipateur	R_{TH_BD} [K/W]	0.058	0.048	0.051
PLAQUE FROIDE				
surface	S_{PF} [mm ²]	22906	27534	26183
résistance thermique	R_{TH_PF} [K/W]	0.012	0.01	0.010

Tab.6-11 : Surfaces d'échange et résistances thermiques du boîtier et de la plaque froide des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.3.2 Répartition des pertes moyennes

Le tableau Tab.6-12 présente la répartition des pertes moyennes au sein des onduleurs de tension analysés. Les gains les plus significatifs (comparés aux solutions particulières présentées dans la **section 5.4**) se trouvent sur la « solution système » à IsoPertes. Le fait d’avoir un actionneur à « $p = 2$ » comme charge, conduit à une diminution des niveaux des pertes par commutation.

Pertes moyennes		Notation	Solution système		
			Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
CONDUCTION					
IGBT	$\langle P_{COND_IGBT} \rangle$	[W]	233	264	259
diode	$\langle P_{COND_DIODE} \rangle$	[W]	28	53	49
TOTAL	$\langle P_{COND_INT} \rangle$	[W]	261	317	308
COMMUTATION					
IGBT	$\langle P_{SW_IGBT} \rangle$	[W]	421	545	525
diode	$\langle P_{SW_DIODE} \rangle$	[W]	129	153	145
TOTAL	$\langle P_{SW_INT} \rangle$	[W]	550	698	670
Pertes moyennes totales de l'onduleur deux niveaux [W]			~ 811	~ 1015	~ 978

Tab.6-12 : Répartition des pertes moyennes de l'onduleur de tension des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.3.3 Répartition des masses

Le tableau Tab.6-13 présente la répartition des masses des onduleurs de tension pour les solutions analysées. La masse de la solution « ii » est similaire à celle de la solution « iii » avec l'actionneur de référence MSP 70 kW. En effet, le fait que ces solutions aient leurs paramètres électromagnétiques (notamment la constante « K_{FEM} » et « L_{SYNC} »), un angle de défluxage « Ψ » au point de puissance maximale et une fréquence de découpage similaires, leur attribue le même niveau de courant et de pertes.

Elément		Notation	Solution système		
			Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
MODULE DE PUISSANCE ET REFROIDISSEMENT					
1 'dual pack'	M_{DP}	[kg]	0.2(x3)	0.24(x3)	0.23(x3)
1 driver	$M_{DRIVERS}$	[kg]	0.15(x3)	0.15(x3)	0.15(x3)
plaque froide	M_{PF}	[kg]	0.68	0.81	0.77
Masse totale de l'onduleur deux niveaux [kg]			~ 1.75	1.98	~ 2.0

Tab.6-13 : Répartition des masses des composants de l'onduleur de tension des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.4 Filtres d'entrée dimensionnés

Nous présentons les caractéristiques des filtres d'entrée des « solutions système » particulières choisies. Dans la **section 6.4.5**, caractérisant le point de puissance maximale, le lecteur trouvera les réponses fréquentielles de chaque filtre.

6.4.4.1 Répartition des pertes moyennes

Le tableau Tab.6-14 présente la répartition des pertes moyennes du filtre d'entrée des solutions analysées. Les niveaux de puissances demandés par la chaîne « ECS à puissance électrique » étant imposés par le profil de mission considéré avec actionneurs de même polarité (cf. Tab.6-3), nous remarquons des niveaux de pertes similaires entre les solutions de filtrage.

Elément	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
INDUCTANCE L_2				
Ferrite	$\langle P_{FERL2} \rangle$ [W]	53	60	61
Cuivre	$\langle P_{CUL2} \rangle$ [W]	37	38	39
TOTAL	$\langle P_{L2} \rangle$ [W]	90	98	100
CAPACITES				
C_3	$\langle P_{C3} \rangle$ [W]	6	11	11
C_4	$\langle P_{C4} \rangle$ [W]	0.16	0.13	0.15
RESISTANCES				
R_{C4}	$\langle P_{RC4} \rangle$ [W]	32	29	28
Pertes moyennes du filtre d'entrée [W]		~ 128	~ 138	~ 140

Tab.6-14 : Répartition des pertes moyennes du filtre d'entrée des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.4.4.2 Répartition des masses

Le tableau Tab.6-15 présente la répartition des masses du filtre d'entrée des solutions analysées. Nous observons que l'écart entre les masses totales repose sur la valeur des masses des capacités. Ce résultat était prévisible car les masses des capacités sont calculées directement en fonction de leurs valeurs.

→ Géométrie des inductances

Les solutions particulières choisies ayant des actionneurs à deux paires de pôles « $p = 2$ » et les niveaux des pertes et des masses étant similaires, la géométrie des inductances de ces solutions sont très proches (cf. Fig. 6-15).

Elément	Notation	Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
INDUCTANCE L_2				
ferrite	M_{FERL2} [kg]	2.4	2.4	2.5
cuivre	M_{CUL2} [kg]	2.0	2.1	2.1
TOTAL	M_{L2} [kg]	4.4	4.5	4.6
CAPACITES				
C_3	M_{C3} [kg]	0.37	0.45	0.41
C_4	M_{C4} [kg]	1.83	2.2	1.92
RESISTANCES				
R_{C4}	M_{RC4} [kg]	0.16	0.16	0.15
masse totale du filtre d'entrée [kg]		~ 7.0	~ 7.3	~ 7.0

Tab.6-15 : Répartition des masses des composants du filtre d'entrée des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

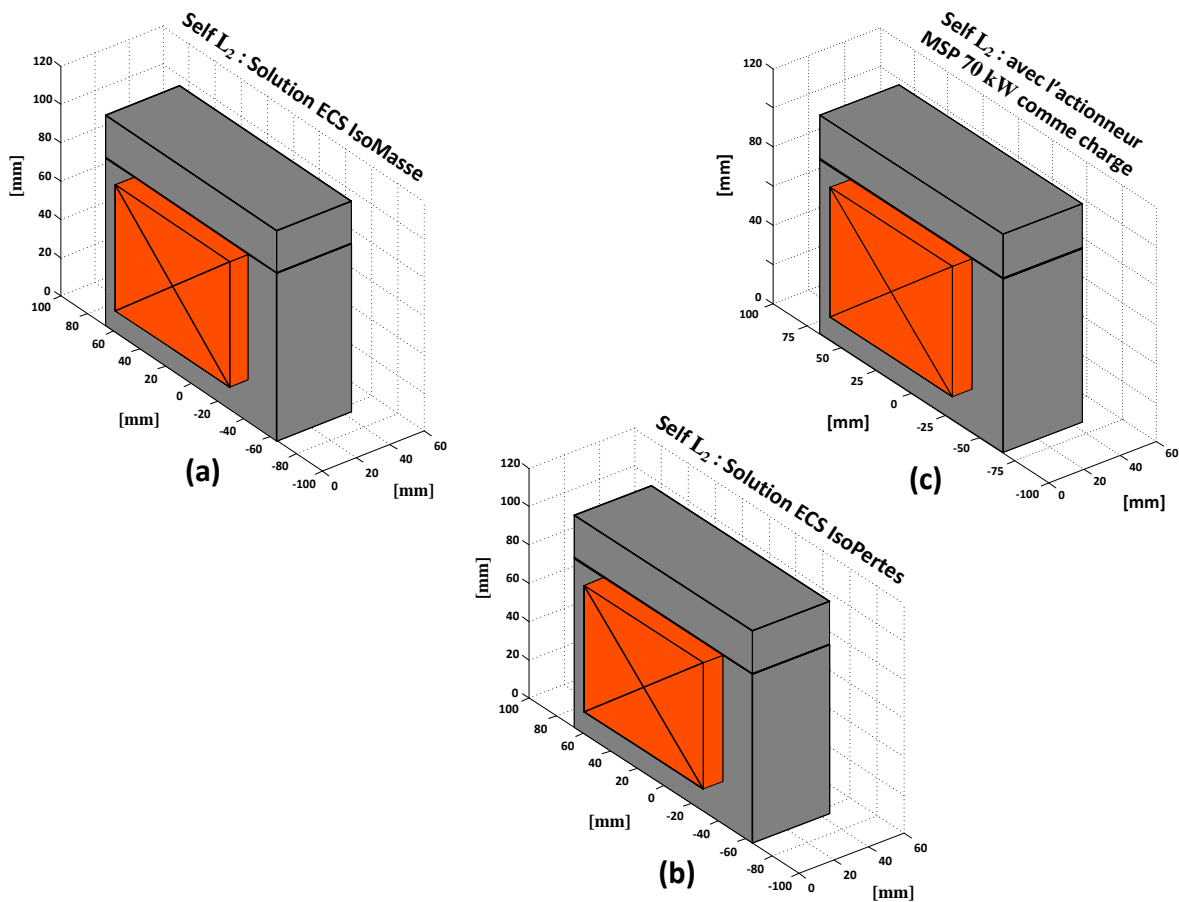


Fig. 6-15 : Géométrie d'inductance des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1) : (a) solution « i » (isoMasse système) ; (b) solution « ii » (isoPertes système) ; (c) solution « iii » (solution système de référence avec l'actionneur MSP 70 kW comme charge)

6.4.5 Caractérisation du point à 70 kW

Le tableau Tab.6-16 présente l'ensemble des grandeurs électriques choisies pour caractériser le point de puissance maximale à 70 kW pour les solutions analysées. Les caractéristiques sont globalement similaires, notamment au niveau des performances du filtre d'entrée (ondulations et niveaux de courant) et températures de l'onduleur de tension. Les principales différences se trouvent au niveau des performances des actionneurs. Comparés à la « solution système » de référence, nous constatons que l'actionneur « IsoMasse » est caractérisé par de plus faibles pertes (plus faible courant et plus fort défluxage).

Nous observons que l'actionneur de la solution « IsoPertes » présente des performances très similaires à celles de la solution de référence MSP 70 KW. Nous pouvons dire que cette solution ressemble à la MSP 70 kW avec la particularité d'exploitation du mode de fonctionnement en surcouple, ce qui réduit la masse de façon importante.

→ Réponse fréquentielle : respect de la qualité réseau

La Fig. 6-16 présente les réponses fréquentielles des filtres d'entrée des solutions analysées. La caractéristique observée dans la **section 5.4.4.5** (cf. Fig. 5-18) est retrouvée : la fréquence de 150 kHz représente la raie la plus dimensionnante. De ce fait, nous retrouvons une fréquence de coupure des solutions au même endroit (~ 1.1 kHz). Donc, le comportement fréquentiel des solutions particulières est identique à celui présenté dans le **Chapitre 5**.

Par contre, ce que nous ne voyons pas sur la Fig. 6-16 est le changement qu'il y a eu concernant l'impédance vue par le réseau HVDC, avec des actionneurs présentant une inductance synchrone « L_{SYNC} » plus grande et des filtres d'entrée avec une inductance de filtrage « L_2 » plus faible. Cet effet a été examiné dans la **section 6.3.4.1**.

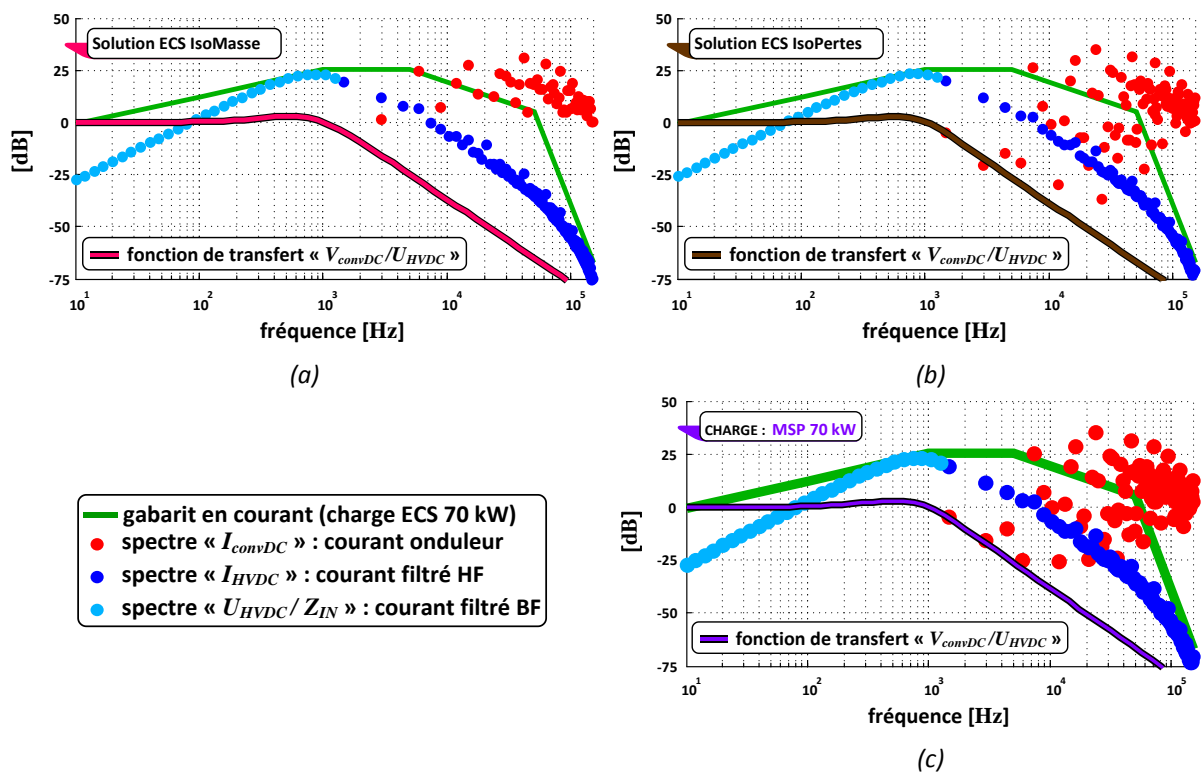


Fig. 6-16 : Respect de la qualité réseau des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1) : (a) solution « i » (isoMasse système) ; (b) solution « ii » (isoPertes système) ; (c) solution « iii » (solution système de référence avec l'actionneur MSP 70 kW comme charge)

Notation		Solution système		
		Solution « i » (IsoMasse)	Solution « ii » (IsoPertes)	Solution « iii » (MSP 70 kW)
ONDULATIONS DU FILTRE D'ENTREE AU POINT 70 kW				
ΔU_{HVDC}	[V _{cc}]	72	85	83
ΔI_{HVDC}	[A _{cc}]	27	26	24
ΔV_{convDC}	[V _{cc}]	24	23	21
VALEURS EFFICACES DES COURANTS DU FILTRE D'ENTREE AU POINT 70 kW				
$I_{HVDC,RMS}$	[A _{RMS}]	127	128	127
$I_{C3,RMS}$	[A _{RMS}]	63	69	66
$I_{C4,RMS}$	[A _{RMS}]	7	6	6
$I_{convDC,RMS}$	[A _{RMS}]	141	145	143
CARACTERISTIQUES DE L'ONDULEUR DE TENSION ET QUALITE EN SORTIE AU POINT 70 kW				
m_a	[na]	1.02	1.02	1.02
$\cos(\phi)$	[na]	0.9	0.84	0.88
Ψ	[°]	-32	-11	-8
I_{U_FOND}	[A _{peak}]	184	198	192
THD_{I_U}	[%]	5.8	7.1	8
PERTES DISSIPEES AU POINT 70 kW				
$P_{ACTIONNEUR}$	[W]	1435	2287	1664
$P_{ONDULEUR}$	[W]	1529	1795	1730
P_{FILTRE_ENTREE}	[W]	253	257	260
TEMPERATURES DU CIRCUIT THERMIQUE DE L'ACTIONNEUR HSPMSM AU POINT 70 kW				
$T_{CULASSE}$	[°C]	62	86	68
T_{CUIVRE}	[°C]	121	202	116
$T_{AIMANTS}$	[°C]	250	250	345
TEMPERATURES DU CIRCUIT THERMIQUE DU COMPOSANT DE PUISSANCE AU POINT 70 kW				
T_{PF}	[°C]	70	70	71
$T_{BOITIER}$	[°C]	100	99	100
T_{jIGBT}	[°C]	119	117	118
T_{jDIODE}	[°C]	107	106	107
RENDEMENT TOTAL DE LA CHAÎNE « ECS ELECTRIQUE »				
η	[%]	96	94	95

Tab.6-16 : Caractéristiques du point de mission de puissance maximale des solutions choisies sur le front « Pareto système » de la boucle d'optimisation globale « ECS électrique » (cf. Fig. 6-1)

6.5 Conclusions

L'approche système présentée dans ce chapitre apporte une plus value réelle vis-à-vis de l'optimisation séquentielle séparant le dimensionnement de l'actionneur (**Chapitre 3**) et de l'alimentation (**Chapitre 5**) : par rapport à l'approche séquentielle, l'approche globale permet de réduire d'environ 25 % les pertes à iso masse ou la masse système à iso pertes.

Cependant, ce gain de performances se paye par une complexité accrue pour résoudre de façon intégrée ce problème complexe à 21 variables de conception associées à un nombre et une hétérogénéité de contraintes fortes. Afin d'assurer et d'accélérer la convergence de l'algorithme d'optimisation, nous nous sommes appuyés sur l'expérience de l'approche séquentielle, en insérant au sein de la population initiale de la boucle d'optimisation globale les paramètres de conception correspondant aux trois solutions particulières données par l'approche locale.

De façon plus générale, il faut noter que le soin qu'il a fallu apporter à la configuration de la population initiale montre que « la complexité atteinte pour le système considéré pousse l'algorithme d'optimisation dans ces derniers retranchements » en termes de convergence. Ceci met en exergue un point clé qui constitue une perspective générale de nos travaux et au-delà pour notre équipe de recherche : *une approche structurée multi boucles ou « multi niveaux d'optimisation » est inévitable* tôt ou tard, certains problèmes très complexes ne pouvant être traités de façon simultanée au sein d'une boucle unique de conception.

En termes de résultats, la boucle d'optimisation globale présente plusieurs similarités avec les résultats de l'approche séquentielle. Par exemple, l'optimisation globale comme l'approche locale simplifient la structure du filtre d'entrée, la limitant à une seule cellule au lieu de deux initialement considérées. Si certaines caractéristiques sont similaires entre les deux approches, il est évident que les gains obtenus par la boucle d'optimisation globale montre que certains degrés de liberté émanant des couplages alimentation – actionneur sont favorablement exploités par l'optimisation.

C'est particulièrement vrai pour le couplage exploité entre le dimensionnement de l'actionneur et la qualité entrée/sortie des formes d'ondes : les résultats obtenus pour les actionneurs issus de l'approche globale sont caractérisés par des impédances plus fortes que pour l'approche locale. Ceci provoque un double effet sur la qualité :

- en sortie, les niveaux de distorsion en courant (« THD_{I_U} » maximaux) sont améliorés comparés aux solutions des boucles locales ;
- en entrée, l'augmentation de l'inductance synchrone de l'actionneur permet, à contrainte de qualité réseau donnée, de dimensionner une inductance de filtrage sensiblement moins importante, conférant un gain de masse sensible au niveau du filtre d'entrée.

Il faut souligner que ce résultat particulier est typique de l'intérêt général d'une approche système. En effet, le « concepteur système » aidé ici de l'algorithme d'optimisation, s'autorise à surdimensionner légèrement ses moteurs afin de soulager les contraintes de filtrage vis-à-vis de la qualité réseau. A l'opposé, deux concepteurs différents aux domaines d'expertises distincts, ayant successivement en charge l'optimisation de l'actionneur et celle de l'alimentation auront tendance à minimiser leur masse respective sans exploiter de couplage systémique, générateur au final d'un gain de masse substantiel.

Conclusion générale et perspectives

Dans ce travail, nous avons mis en œuvre une démarche de Conception Intégrée par Optimisation « CIO » qui peut avoir une large gamme d'applications dans la conversion de puissance. Néanmoins, nous nous sommes focalisés dans ce mémoire sur les futurs « ECS électriques » assurant le conditionnement d'air à bord des avions. Ces systèmes sont composés d'un actionneur synchrone haute vitesse « HSPMSM » alimenté par un ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée ».

Le dimensionnement des éléments de la chaîne de conversion d'énergie a reposé sur l'utilisation d'une approche d'optimisation multicritère visant à minimiser la masse globale du système et à améliorer son efficacité énergétique à travers la réduction des pertes totales au cours de sa mission de fonctionnement. Un second objectif poursuivi a consisté à caractériser les couplages entre les différents éléments de la chaîne au regard des critères et des contraintes intervenant dans le processus d'optimisation.

La démarche adoptée nous a d'abord conduits à nous intéresser à la représentation des caractéristiques de l'actionneur « HSPMSM » dans le plan couple – vitesse au cours de la mission de vol d'un avion « type A320 ». L'analyse effectuée a conduit à la détermination d'une **mission de vol pondérée** par une succession de régimes statiques de durées variables, liées à leurs occurrences.

Cette mission a servi de référence tout au long du manuscrit pour la caractérisation et l'optimisation des performances de l'« ECS ». Cette première approche constitue un des **points clés du processus de conception systémique dans la mesure où l'artefacte est optimisé, non sur un point unique supposé dimensionnant, mais sur l'ensemble de la mission** : le bilan des pertes, donc l'indice d'efficacité énergétique des solutions conçues est par exemple extrait de l'ensemble de la mission, de même que les contraintes thermiques qui sont vérifiées sur tous les points. Cette démarche est d'autant plus pertinente que la mission de l'« ECS » révèle que le point de plus forte puissance correspond à un taux d'occurrence très faible.

Nous avons alors abordé la « CIO » de deux manières. En développant dans un premier temps une **démarche séquentielle** consistant en une approche locale à deux boucles : « boucle actionneur » suivie d'une « boucle onduleur de tension + filtre d'entrée », puis nous avons développé une **approche globale** à un seul niveau. Ceci nous a permis de mettre en lumière les similarités et/ou les disparités des solutions obtenues dans les deux cas.

Le dimensionnement de l'actionneur « HSPMSM » haute vitesse a été abordé en détails, à travers un **modèle de conception « multi-facettes »** décrivant : la topologie retenue, les matériaux, le fonctionnement en mode défluxé et les modèles géométrique, électrique, magnétique, pertes et thermique. Notons que la pertinence du modèle de dimensionnement, véritable base de l'édifice conceptuel, fut démontrée à travers diverses **actions de validation**, tant en référence à l'expertise de LIEBHERR-Aerospace Toulouse sur une solution particulière (solution dite « de référence »), qu'à travers une validation par calcul des champs de plusieurs solutions particulières d'actionneurs.

Au-delà de la démarche méthodologique, les points clés que nous souhaitons souligner dans cette thèse sont les suivants :

- comparé au cas classique (dimensionnement de l'actionneur au point de puissance maximale), nous avons montré qu'un **dimensionnement prenant en compte l'ensemble de la mission de vol engendre d'importants gains de masse et d'efficacité énergétique** par rapport à la solution « MSP 70 kW » (actionneur de référence citée) ;

- **la thermique de l'actionneur est contraignante** par le choix de la géométrie. Les actionneurs de plus faibles pertes du front « Pareto actionneur » favorisent un fonctionnement en régime défluxé sur plusieurs points de mission. Le fait d'avoir les plus grandes dimensions géométriques, notamment au niveau de l'entrefer mécanique, inhibe les risques de désaimantation à fortes températures des aimants. En contrepartie, les actionneurs avec les dimensions géométriques les plus faibles demandent des isolants de bobinage supportant de fortes températures et le risque d'une démagnétisation des aimants est accentué ;
- un autre aspect marquant montre que tous les actionneurs dimensionnés sont en butée maximale des fuites autorisées dans l'entrefer. Ce constat montre qu'à pertes minimales données, les actionneurs obtenus sont caractérisés par les plus **grandes valeurs d'entrefer mécanique** ;
- une analyse de trois solutions du front résultant appelé « Pareto Actionneur » a été exploitée. Les solutions choisies ont été extraites et révèlent des **gains significatifs par rapport à la « MSP 70 kW »** : solution à iso-masse (-28% / pertes), solution à iso-pertes (-58% / masse) et une solution définie comme étant un bon compromis masse (-38%) et pertes (-22%). L'analyse de ces solutions particulières a localement mis en évidence les tendances observées des solutions du front local « Pareto actionneur » en fonction des diverses contraintes de conception : contraintes mécaniques au rotor, contraintes thermiques au rotor et au stator, contraintes de démagnétisation et impact du défluxage sur les différents plans couple-vitesse obtenus (contrainte liée au respect de la mission) ;
- nous avons par la suite mené une étude similaire sur la « boucle locale onduleur de tension + filtre d'entrée ». Les fonctions convertisseur, modulation et commande ont été modélisées selon une **approche « temps-fréquence »**. Cette approche présente un caractère générique, en ce sens qu'elle pourrait s'appliquer à toute structure de conversion statique pilotée par tout type de MLI : elle permet pour chaque point de puissance de la mission de vol de déterminer les courants actionneurs à partir de leurs impédances et connaissant la tension de sortie du convertisseur issue de la stratégie de commande MLI (« SVM » dans notre cas). Ensuite, via la fonction de modulation, le courant prélevé par le réseau continu en entrée du convertisseur triphasé est aussi déterminé. Concernant les aspects liés au dimensionnement du convertisseur (la topologie retenue, les matériaux, le refroidissement, la thermique, les pertes par conduction et commutation), une approche par linéarisation du composant de puissance et de la plaque froide a été mise en place. Pour la conception de la fonction « filtre d'entrée », les masses des capacités et des résistances prennent en compte des aspects basés sur les données de différents constructeurs tandis que les inductances sont dimensionnées à partir d'un modèle géométrique ;
- un point important de notre travail a consisté à intégrer la qualité réseau à travers la prise en compte de gabarits normatifs (côté réseau continu « HVDC ») et de contraintes de distorsion harmonique (« THD^I » côté alternatif) ;
- l'optimisation de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » a été réalisée à partir de la solution de référence « MSP 70 kW » et de certaines solutions particulières d'actionneurs choisies parmi les solutions optimales de la « boucle locale actionneur ». Les fronts de Pareto résultant de l'optimisation ont montré que **les actionneurs les plus lourds demandaient les ensembles « onduleur de tension + filtre d'entrée » les plus légers**. L'évolution du calibre de courant lors du choix du composant de puissance est très liée aux contraintes thermiques. Nous avons montré qu'aux points de la mission de vol de plus forte puissance, les pertes totales sont dimensionnantes et donc le rendement du convertisseur n'est pas substantiellement amélioré au cours de l'optimisation. Cette caractéristique explique l'allure « raide » des fronts locaux obtenus, que l'on qualifie de **fronts « faibles »** dans la terminologie de l'optimisation multicritère ;

- **la fréquence de découpage joue aussi un rôle déterminant.** En plus de son impact sur les pertes par commutation, elle établit un couplage liant à la fois la qualité en entrée (via les harmoniques prélevés par point de fonctionnement) et la qualité en sortie (via la caractéristique d'impédance de l'actionneur). De plus, ce paramètre est contraint par la problématique de commandabilité liée à la haute vitesse (qui spécifie rapport minimal entre fréquence de découpage et fréquences modulantes) ;
- la caractérisation des solutions de filtre d'entrée a montré que, pour respecter la qualité réseau (donc l'impact des normes aéronautiques considérées selon le niveau de puissance de l'« ECS électrique »), l'optimiseur va chercher des valeurs d'inductances de filtrage élevées. Cet impact se traduit au niveau de la masse : **les inductances contribuent environ à deux tiers de la masse totale du filtre d'entrée.** Nous avons aussi montré que la **topologie** initialement proposée a été « **simplifiée par l'algorithme d'optimisation** » : réduction de deux cellules série type LC avec branche stabilisatrice « RC parallèle » à une seule cellule. En effet, vis-à-vis des critères d'optimisation considérés, les solutions à une cellule se montrent suffisantes et donc optimales vis-à-vis de la masse. Par ailleurs, concernant la stabilité de la chaîne, on remarque que l'ensemble des **contraintes de qualité réseau induisent indirectement le respect des conditions suffisantes de stabilité** au « sens de Middlebrook » ;
- une étude complémentaire a mis en évidence l'impact des normes Airbus dans le dimensionnement du filtre d'entrée. Nous avons montré qu'il était **possible d'obtenir des gains importants de masse si les normes étaient relâchées** (modification des gabarits), en particulier en haute fréquence : l'optimisation peut donc aussi constituer un « outil d'aide à la normalisation » ;
- enfin, nous avons agrégé les résultats issus des deux boucles d'optimisation locales afin de déterminer des solutions optimales de l'« ECS » au niveau système. Nous avons notamment dégagé trois solutions particulières constituées des trois solutions actionneurs extraites du front local « actionneur » associées aux ensembles respectifs « onduleur de tension + filtre d'entrée » de plus faible masse, tirés du front « Pareto local onduleur de tension + filtre d'entrée ». Ces solutions ont été comparées avec la solution de référence « MSP 70 kW » et montrent des gains conséquents. Néanmoins, une certaine compensation des gains de masse entre les parties alimentation et actionneur a été constatée. Autrement dit, certaines solutions étant bien localement n'apportaient pas de gains significatifs au niveau système ;
- enfin, dans la dernière partie des travaux de thèse, nous avons mis en œuvre une approche d'optimisation à un seul niveau constituée d'une **boucle unique d'optimisation** au niveau système. Celle-ci intègre le dimensionnement de toute la chaîne « ECS électrique » et l'ensemble des contraintes associées au système et aux composants. Comparativement à l'approche séquentielle à deux boucles, **la complexité est reportée ici sur le problème d'optimisation** dont le nombre de paramètres (21) et le nombre de contraintes (22) sont globalement doublés par rapport à chaque boucle de l'approche séquentielle. Il n'a donc pas été étonnant de constater que l'algorithme génétique multi-critère, utilisé pour résoudre le problème, n'a pu converger correctement dans des délais raisonnables, sans information préalable. Pour solutionner ce problème et accélérer sa convergence, nous avons introduit dans la population initiale de l'algorithme (soit séparément, soit simultanément) les solutions « ECS » issues de l'approche locale séquentielle ;
- les résultats obtenus, à la suite des différentes optimisations, ont montré qu'il était possible d'améliorer les solutions « ECS » déterminées par l'approche séquentielle locale. Toutefois, nous avons pu constater que les solutions « ECS » déduites de l'approche globale présentaient les mêmes tendances au niveau des contraintes que celles identifiées lors de l'analyse des solutions des fronts locaux. Par contre, concernant le respect de la qualité réseau, un couplage intéressant a été mis en évidence avec l'approche globale :

- ✓ pour réduire les valeurs de l'inductance du filtre d'entrée et donc réduire la masse de l'« ECS », l'**inductance synchrone** des actionneurs dimensionnés avec l'approche globale est **supérieure** à celle des actionneurs issus de la boucle d'optimisation locale : ceci constitue un **exemple typique de couplage systémique entre objets de cultures et d'expertises souvent bien distinctes**.

De ce résultat, nous observons que **le dimensionnement d'actionneurs à plus fortes impédances favorise donc, à travers l'onduleur de tension, la qualité réseau** en privilégiant notamment le fonctionnement en régime défluxé. En effet, l'augmentation des inductances synchrones se traduit dans le plan couple-vitesse et permet d'étendre l'enveloppe à couple maximal en régime défluxé. Une étude comparative des solutions du front « Pareto système » avec la « solution système », ayant l'actionneur « MSP 70 kW » comme charge, a montré qu'une **réduction des pertes d'environ 25 %** à iso-masse et qu'un **gain de masse d'environ 26 %** à iso-pertes pouvaient être obtenus.

Au final, cette thèse montre toute la **puissance de l'approche de conception intégrée par optimisation**, mais également le **coût en termes de développement des modèles de conception** : « point de résultat probant sans un modèle pertinent » ! Malgré la complexité et au-delà des gains obtenus sur les critères minimisés (masse et pertes dans ce cas), ce travail montre aussi la **puissance de l'outil d'optimisation en tant qu'outil d'analyse post opératoire** : « l'optimiseur guide *a posteriori* le ou les concepteurs experts dans les méandres souvent très tortueuses et subtiles des interactions système ». Il permet de s'interroger sur les résultats obtenus nécessitant même parfois de revenir sur la pertinence du problème de conception posé, tâche qui n'est pas non plus triviale.

Au-delà de ce bilan, ce thème d'étude s'ouvre à un **large champ de perspectives** tant au niveau **méthodologique**, qu'**applicatif** :

- **au niveau de l'application « ECS à puissance électrique »**, il pourrait être intéressant d'affiner plus encore la modélisation des éléments de la chaîne de conversion et de prendre en compte certains **facteurs clés de couplage**. En particulier, l'**interaction convertisseur – machine** qui n'est pas normalisée jusqu'à ce jour mais qui joue un rôle essentiel (CEM, pertes hautes fréquences câbles et machine, décharges partielles,...) au niveau système. Rappelons que nous nous sommes limités dans cette étude à spécifier une contrainte de qualité de sortie onduleur par un « THD¹ » donné... Cette préoccupation relève aujourd'hui exclusivement des équipementiers dont l'objectif est de garantir le bon fonctionnement (en termes d'opérabilité, fiabilité et durée de vie) des matériels connectés sur le réseau. A ce niveau, il conviendrait d'**enrichir le modèle de l'« ECS »** en tenant compte d'un filtre de sortie (si nécessaire) entre l'onduleur de tension et l'actionneur et de mesurer l'impact de diverses contraintes de qualité sur les performances et le dimensionnement de l'« ECS ». Le problème n'est cependant pas simple (du tout !) dans la mesure où les contraintes sous jacentes sont particulièrement délicates à faire émerger au niveau « conception système » :

- ✓ ceci est particulièrement vrai pour la « **CEM** », pour laquelle on peut envisager à court terme des modèles de câbles « orientés conception », cette tâche semblant beaucoup plus hasardeuse et à long terme sur la machine ;

- ✓ c'est encore plus vrai pour le problème des **décharges partielles** qui peut potentiellement être un point clé pour ces applications, compte tenu de la montée en tension des actionneurs de forte puissance, des environnements potentiellement faible pression et des « dV/dt » de plus en plus vertigineux vus les progrès de l'électronique de puissance conduisant à des contraintes de surtensions sur les câbles longs et les machines de plus en plus drastiques. Il semble qu'on ne soit pas loin, sur les « courbes de Paschen », des seuils de déclenchement de décharges partielles, génératrices d'usures prématurés des systèmes : « comme pour la CEM, un effort des experts du domaine est nécessaire pour transférer leur connaissance locale pointue vers des approches systèmes intégrables aux autres points de vue de la conception ; mais le chemin semble long à parcourir... » ;
 - ✓ c'est probablement, à court terme, sur les pertes hautes fréquences dans les câbles et la machine qu'on peut porter l'effort pour mesurer de façon plus pertinente l'impact des choix de structures de conversion et des fréquences de commutation.
- à partir de l'outil générique proposé dans cette thèse, nous pourrions aussi enrichir l'architecture retenue pour la chaîne de conversion en étendant la partie onduleur à d'autres structures associées à diverses stratégies de modulation (« SVPWM », « THIPWM » ou « DPWM » etc...). De même, la partie actionneur peut s'ouvrir vers d'autres topologies de stator (configuration type multi-étoiles, nombre d'encoches par pôle et par phase non-entier, mode de bobinage, etc...) ou de rotor (aimants collés en surface, insérés ou enterrés, présence d'une couche métallique entre l'aimant et la frette,...), l'interaction convertisseur – machine étant probablement aussi, à ce niveau, synonyme de gains systèmes ;
- nous avons montré l'importance de la prise en compte de la mission de l'actionneur à travers une représentation adéquate des profils de mission dans le plan couple-vitesse. Nous avons aussi signalé la faible occurrence des points de fonctionnement les plus dimensionnants vis-à-vis de l'« ECS ». Il serait judicieux d'approfondir ce point en modélisant la « charge hydraulique » et plus spécifiquement les couplages entre la chaîne de conversion électrique et le conditionnement d'air cabine (température, pression). Il s'agirait notamment d'analyser l'impact d'un fonctionnement à puissance réduite durant certaines phases de vols et d'évaluer si des gains supplémentaires sont possibles du côté dimensionnement, en tirant réellement profit de « l'inertie cabine » ;
- nous avons montré l'influence des normes « HVDC » sur le dimensionnement de l'« ECS », ces nouveaux standards étant aujourd'hui en « phase de maturation ». Dans notre étude, nous avons choisi de nous placer dans les conditions les plus sévères (en termes de nombre d'harmoniques de tension/courant et de phasage entre ces harmoniques) de manière à garantir le respect des normes quelles que soient les conditions de fonctionnement. Ces conditions sont peut être trop conservatives et mériteraient d'être analysées plus en détails, dès lors que la phase normalisation aura vraiment convergé. L'approche de conception par optimisation peut servir à « estimer le poids de la norme » et guider les relâchements de certains niveaux de contraintes sur des gammes de temps et fréquences spécifiques. Des travaux menés par Airbus et le **LAPLACE** sont prévus dans ce sens.

Au niveau méthodologique, nous avons pu noter à travers l'exemple de l'« ECS » certaines limites de nos approches d'optimisation :

- une approche de conception séquentielle, découplant l'association en deux sous systèmes facilite l'optimisation de chaque élément mais ne garantit pas l'optimalité au niveau système : la dominance de l'approche couplée vis-à-vis de l'approche séquentielle le montre bien. Une approche de conception intégrée à un seul et unique niveau permet donc d'obtenir de meilleurs résultats mais conduit à un problème d'optimisation bien plus difficile. Dans le cas de l'« ECS », celui-ci n'a pas pu être résolu sans a priori (c.a.d sans introduction des solutions déterminées par l'approche séquentielle locale). Pour répondre à cette **problématique de complexité de conception**, les méthodes d'**optimisation multiniveaux** issues de l'optimisation multidisciplinaire, telles que l'« **Analytical Target Cascading** » ou l'**optimisation collaborative** offrent aujourd'hui des perspectives intéressantes. Elles permettent d'équilibrer et d'alterner les phases d'optimisation entre le niveau composant et le niveau système ;
- de même, pour faciliter la mise en œuvre de formulations multiniveaux nous recommandons dans les perspectives de notre travail l'exploitation d'approches complémentaires :
 - ✓ l'utilisation de techniques d'analyse de type « **DSM** » (Design Structure Matrix) afin de mieux structurer les modèles analytiques et les équations au sein des modèles ;
 - ✓ l'utilisation de méthodes d'**analyse de sensibilité** pour une meilleure caractérisation des couplages entre éléments.

Ces deux approches auront pour objectif de guider le concepteur dans la formulation du problème de conception notamment en ce qui concerne le choix des variables à optimiser par rapport aux données d'entrée à fixer au cours de l'optimisation.

Annexes

Annexe A :

Augmentation de la vitesse de rotation et limite de faisabilité des actionneurs HSPMSM

Les grandes puissances massiques des moteurs synchrones sont obtenues avec des vitesses de rotation élevées. L'arbre étant une structure constituée d'un matériau avec des propriétés élastiques, il présente donc des modes vibratoires et des fréquences propres.

Pour l'application aux turbomachines motorisées, comparée à une suspension mécanique conventionnelle, les paliers à air (**section 1.2.1**) offrent une grande fiabilité à faible coût et l'absence de lubrification pour supporter l'arbre. Une autre structure intéressante, pour l'application haute vitesse, concerne l'utilisation des paliers magnétiques : levitation magnétique de la partie mobile de la turbomachine motorisée. Les paliers magnétiques résolvent le problème de stabilité mécanique en haute vitesse. Le contrôle électronique précis de la position de la partie mobile et l'inexistence de contact entre les pièces rotatives et les pièces statiques apportent une solution aux problèmes d'alignement, de frottement, de vibration, de maintenance avec une durée de vie presque illimitée.

Associés aux avantages listés ci-dessus, nous pouvons citer l'absence de lubrification, de contamination de l'huile, la faible consommation d'énergie et le fonctionnement à très basse ou très haute température. La Fig. A. 1 présente le positionnement des paliers magnétiques dans la structure mobile d'un compresseur motorisé.

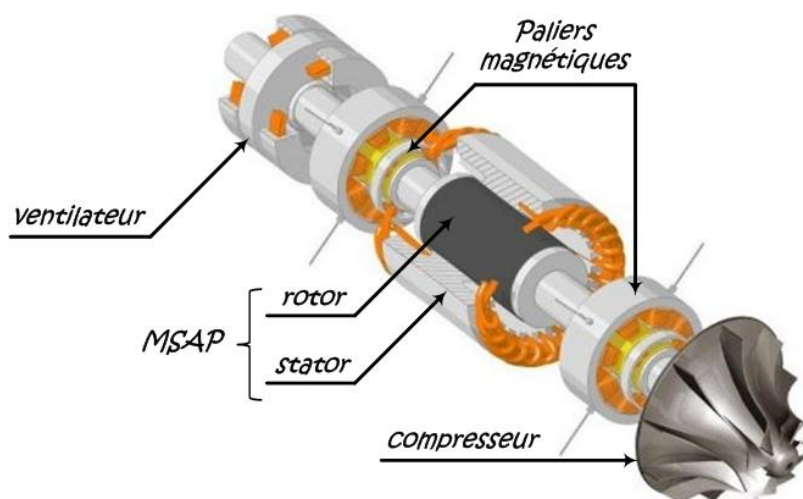


Fig. A. 1 : Turbomachine motorisée : mise en évidence des paliers magnétiques [société S2M/SKF], application haute vitesse

La suspension magnétique est réalisée par des électroaimants asservis qui exercent des forces sur l'arbre en matériau ferromagnétique. En pratique, pendant les différentes phases de vol, ces forces sont équilibrées afin de localiser l'axe de rotation de l'arbre dans le centre et donc de réagir aux forces de perturbation externe dues aux variations de charge.

Les inconvénients sont liés aux variations de champ vues par la partie mobile qui peuvent donner naissance à des pertes par hystérésis et des pertes par courants induits.

Lorsqu'un rotor est guidé en rotation par deux paliers, les forces appliquées à l'arbre sont :

- le poids du rotor;
- les réactions au niveau des paliers ;
- les moments fléchissants ;
- les actions exercées sur les éléments montés sur le rotor (moyeu, aimants, flasques, frette de maintien des aimants) ;
- les forces d'inertie centrifuges (radiales).

Du point de vue d'une conception mécanique sécurisée [LI04, SPA00], pour assurer que les vibrations néfastes et dangereuses ne se produiront jamais dans la plage de vitesse de fonctionnement, la dynamique du rotor doit garantir que le premier mode de flexion (A - 1) soit fixé à une fréquence au moins 10 % supérieure à la fréquence mécanique maximale de l'actionneur [CHE05]. En effet, cette fréquence correspond à un maximum de l'amplitude de vibrations de flexion. C'est pour cette vitesse que les contraintes supportées par le rotor sont maximales.

$$\Omega_{CRIT_1} = \sqrt{\gamma_{arbre} / f_{arbre}} \quad (A - 1)$$

où « f_{arbre} » et « γ_{arbre} » représentent la flèche due au poids du rotor et l'accélération de la flèche, respectivement. Cette vitesse critique impose donc la distance maximale entre les paliers.

Un autre aspect à prendre en compte concerne l'intégrité des éléments du rotor (aimants, flasques...) avec l'augmentation de la vitesse de rotation. Les forces centrifuges générées le déforment et peuvent déplacer les parties tournantes dans la direction radiale. Pour la tenue en haute vitesse de ces éléments, le rotor est entouré par une frette de maintien cf. Fig. A. 2 dimensionnée en prenant en compte :

- la vitesse périphérique : plus de 200 m/s ;
- le matériau : frette de carbone, titane ou acier ;
- la tenue en température : il peut y avoir un échauffement important des aimants ;
- le stress mécanique causé par l'effet de rotation et l'augmentation de la température.

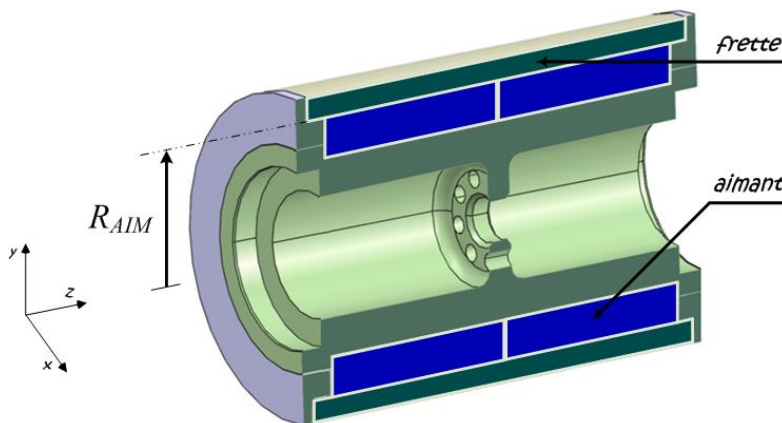


Fig. A. 2 : Frette de maintien et aimants en tuile

La force centrifuge calculée cf. (A - 2) illustre la force que la frette de maintien doit supporter pour la tenue des aimants :

$$F_{CENT} = M_{AIM} \cdot v_{PER}^2 / R_{AIM} \quad (A - 2)$$

où « M_{AIM} », « v_{PER} » et « R_{AIM} » représentent respectivement la masse des aimants, la vitesse périphérique et le rayon au niveau des aimants.

Une autre problématique est de savoir si les pièces couplées au rotor peuvent avoir une influence négative sur le comportement dynamique du rotor. En effet, il y a le risque qu'elles ne contribuent pas de manière significative à la rigidité du rotor en plus d'augmenter sa masse.

La meilleure méthode est de définir un critère de vitesse périphérique maximale (A - 3) associé à une rigidité limite équivalente des éléments du rotor (en fonction par exemple de la qualité de fabrication, frettage, température, etc.) et donc aussi respecter la contrainte imposée par la vitesse du premier mode de flexion [MUL95, MEK01, BIN06].

La vitesse maximale de rotation de l'actionneur ne doit pas dépasser des valeurs liées à la vitesse périphérique maximale du rotor, elle-même liée à des contraintes centrifuges maximales. La vitesse périphérique maximale, au point de vue des contraintes mécaniques, vaut :

$$v_{PER_MAX} = \sqrt{\sigma_{LIM} / (\rho_{ROT} \cdot C_{FR})} \quad (A - 3)$$

où « σ_{LIM} », « ρ_{ROT} » et « C_{FR} » représentent respectivement la limite de résistance à la traction en rotation, la densité massique équivalente et le facteur fonction de la forme et des propriétés élastiques du matériau.

Dans [KOL08], un travail sur la conception et le comportement dynamique du rotor d'un compresseur motorisé à haute vitesse cf. Fig. A. 3 est présentée. Une étude comparative thermique et mécanique de conception de trois différentes versions d'un même rotor a été réalisée. L'étude a pris en compte les deux premiers modes de flexion et les deux premiers modes de corps rigide du rotor par la méthode d'éléments finis de trois frettes de maintien différentes : la première frette est en fibre de carbone et les deux autres alliages en titane « Ti-6Al-6V-2Sn » et « Ti-2.5Cu ».

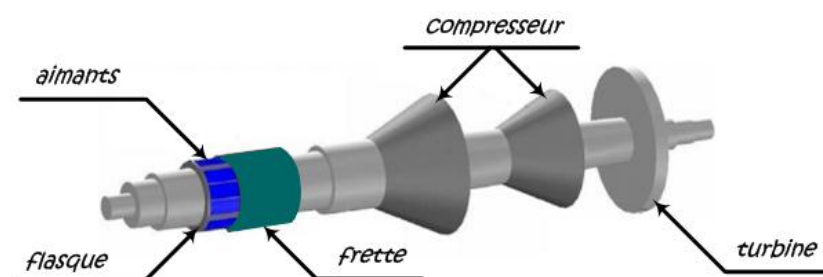


Fig. A. 3 : Rotor de la turbomachine motorisée [KOL08] : $N = 30\,000$ tr/min et $P = 130$ kW

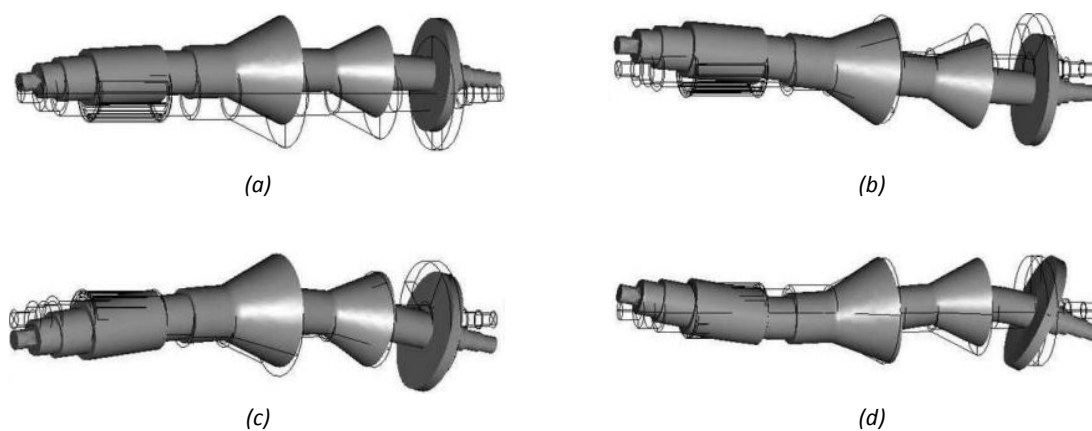
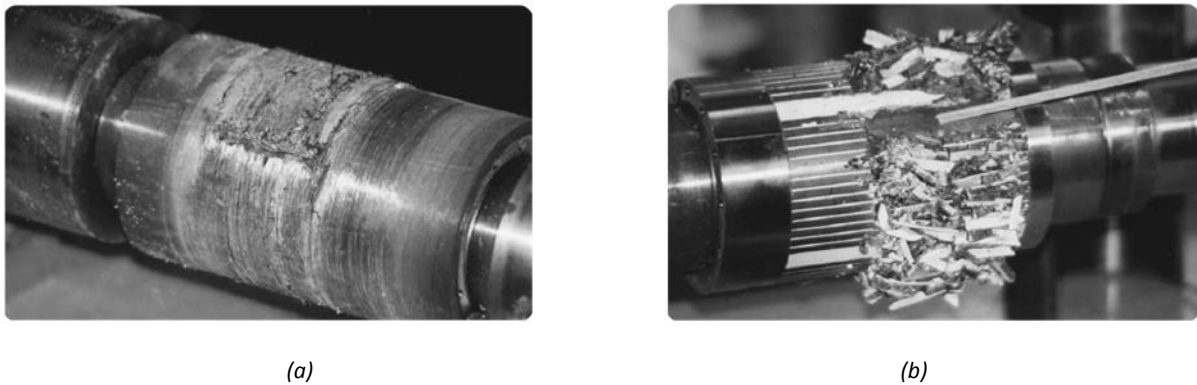


Fig. A. 4 : Les 4 premiers modes critiques de fonctionnement du rotor : (a) premier mode de corps rigide ; (b) deuxième mode de corps rigide ; (c) premier mode de flexion ; (d) deuxième mode de flexion.

Les résultats montrent bien l'importance d'un dimensionnement pour la haute vitesse du point de vue des contraintes mécaniques et thermiques des matériaux. Les modes de corps rigides doivent être compensés par les paliers et les modes de flexion changent selon le type de frette choisie vis-à-vis du critère de vitesse maximale. Comme conclusion de cette étude, le choix d'une frette de titane « Ti-6Al-6V-2Sn » s'impose car elle a les meilleures propriétés dynamiques du rotor et un gain de masse tout en respectant les contraintes thermiques des aimants.

Malgré un dimensionnement correct au niveau des calculs du stress mécanique, des problèmes peuvent se poser concernant l'intégration et l'interaction des éléments [ZWY05]. Le travail de [BIN06] montre le cas d'un moteur qui a eu sa frette abîmée lorsqu'il tournait à vide et à une vitesse inférieure à sa vitesse nominale cf. Fig. A. 5.



(a) (b)
Fig. A. 5 : Moteur de vitesse nominale de $N_{NOM} = 40\,000$ tr/min : (a) surface de la frette en fibre en carbone endommagée à $N = 30\,000$ tr/min ; (b) aimants en Sm_2Co_{17} détruits

Une étude a montré que le rotor aurait dû être capable de résister aux contraintes mécaniques à une vitesse 35 000 tr/min. La Fig. A. 5 montre que le défretage s'est fait le long de l'espace entre les aimants.

L'enlèvement de la frette de carbone a permis de constater que les aimants en Sm_2Co_{17} , dû à leur fragilité intrinsèque, n'ont pas tenu le fonctionnement en haute vitesse. Ce dysfonctionnement s'est développé suite à la dilatation thermique du rotor à haute température donc l'étirement de la frette de maintien (probablement à cause des dommages sur la frette lors du pressage à 20 °C).

Annexe B :

Eléments de l'actionneur HSPMSM étudié

L'actionneur pour la haute vitesse est constitué d'un stator avec encoches et le rotor de tuiles aimantées et frettées. La structure étudiée est imposée par LIEBHERR-Toulouse Aerospace fruit de ses dernières années de recherche vers l'électrification des systèmes de conditionnement d'air.

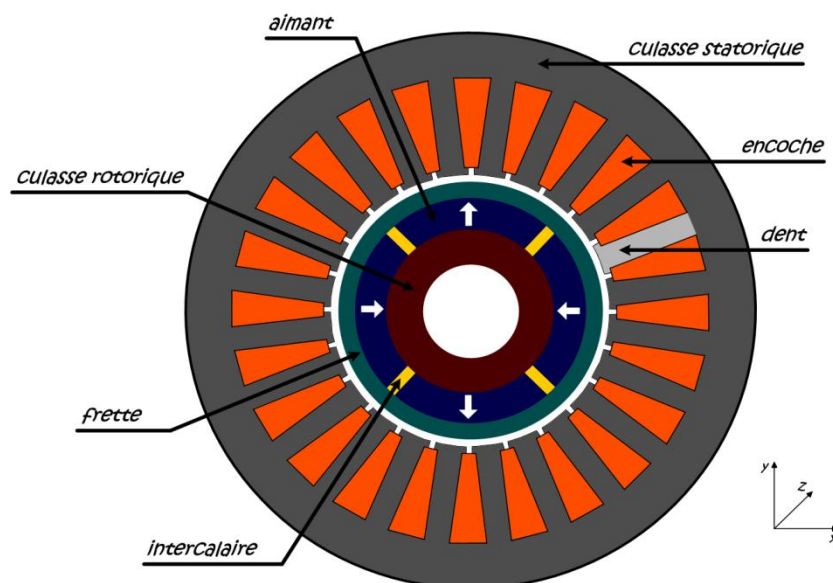


Fig. B. 1 : Vue transversale des matériaux constitutifs de l'actionneur haute vitesse (HSPMSM) étudié

Cette structure est généralisée et peut donc avoir sa géométrie adaptée (nombre de pôles, d'encoches, de conducteurs, épaisseur de frette, etc.) en fonction de critères à optimiser. La Fig. B. 1 présente les éléments constitutifs de l'actionneur HSPMSM. Par la suite, nous séparons le stator du rotor et représentons les matériaux constitutifs de chaque partie de l'actionneur. Le choix de ces matériaux s'avère important au regard des performances du moteur.

➔ Composants et matériaux du stator

Les éléments constitutifs du stator sont composés d'un paquet de tôles formant la couronne (culasse + dents) et des encoches (bobinage + isolants + imprégnation) cf. Fig. B. 2.

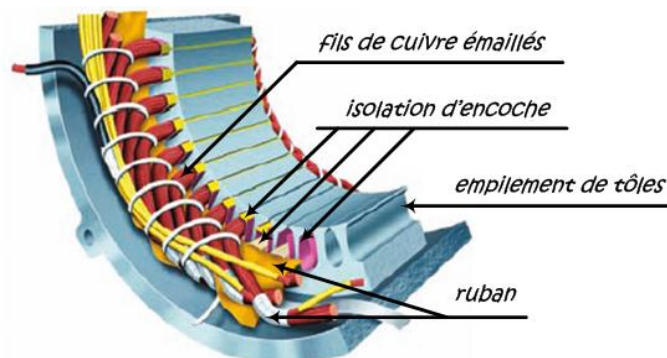


Fig. B. 2 : Vue transversale des éléments constitutifs du stator de l'actionneur haute vitesse (HSPMSM)

☑ Empilement de tôles

Ce sont des tôles en fer silicium à grains non-orientés NO20 [COGENT, COU98], grade haute fréquence (typiquement 200 Hz à 3 kHz). Ses propriétés intrinsèques agissent sur le couplage magnétique stator/rotor, la thermique et bien évidemment sur le calcul des masses et pertes. Les données utilisées dans notre travail ont été fournies par Arcelor Méditerranée (ex-Sollac Méditerranée).

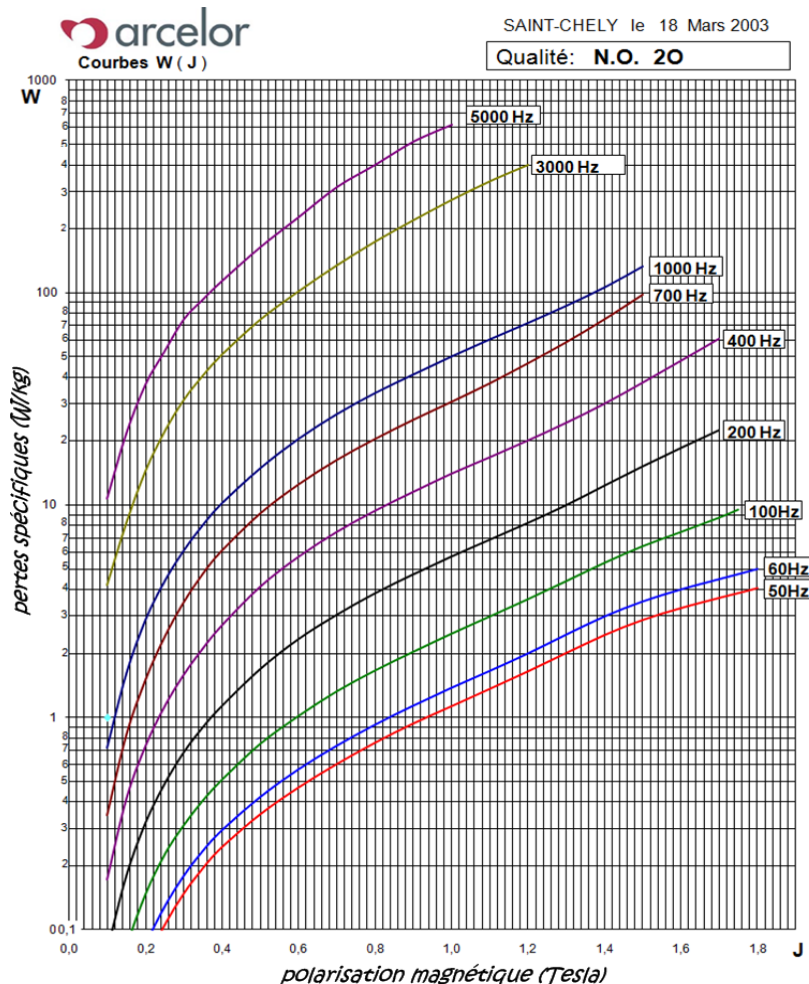


Fig. B. 3 : Caractéristiques des tôles FeSi (3Si-4Al) utilisées

Concernant les pertes fer spécifiques, traditionnellement divisées en hystérésis et dynamiques [BER88], la difficulté principale de la modélisation de l'empilement de tôles est d'estimer les coefficients qui représentent le comportement physique en fonction de la fréquence et de l'induction magnétique.

La caractérisation des pertes, présentée dans le **Chapitre 2**, concernant le modèle de pertes fer) dans les tôles FeSi (cf. Fig. B. 3 et le Tab. B. 1) a été développée et présentée dans [DA09].

☛ Echantillon NO20 : Pertes spécifiques totales mesurées

		Fréquence [Hz]								
		50	60	100	200	400	700	1 k	3 k	5 k
Induction sinusoïdale [T]	0.10	0.017	0.021	0.034	0.080	0.173	0.346	0.720	4.20	10.79
	0.15	0.039	0.048	0.081	0.179	0.412	0.821	1.60	8.20	21.78
	0.20	0.069	0.084	0.146	0.318	0.732	1.50	2.87	14.4	37.00
	0.25	0.105	0.128	0.225	0.486	1.13	2.39	4.37	22.1	53.10
	0.30	0.148	0.179	0.310	0.684	1.59	3.48	6.10	31.2	75.00
	0.35	0.195	0.235	0.405	0.899	2.12	4.74	8.05	40.7	93.16
	0.40	0.245	0.294	0.508	1.13	2.72	6.10	10.2	51.1	113.8
	0.50	0.350	0.422	0.750	1.69	4.14	9.12	14.9	74.7	164.1
	0.60	0.468	0.570	1.02	2.34	5.73	12.5	20.5	102	227.1
	0.70	0.603	0.736	1.33	3.04	7.50	16.3	26.8	135	314.5
	0.80	0.760	0.925	1.66	3.84	9.44	20.5	33.7	174	400.2
	0.90	0.936	1.14	2.04	4.72	11.6	25.2	41.2	220	514.9
	1.00	1.13	1.38	2.48	5.72	14.1	30.6	50.1	274	617.1
	1.10	1.36	1.66	2.99	6.87	16.9	37.5	60.3	335	
	1.20	1.65	2.01	3.61	8.24	20.2	46.6	72.1	400	
	1.30	2.01	2.46	4.39	9.99	24.5	58.5	86.8		
	1.40	2.44	3.00	5.35	12.3	30.1	75.0	106		
	1.50	2.88	3.53	6.41	15.2	37.9	98.0	133		
	1.6	3.27	4.02	7.48	18.6	48.0				
	1.7	3.65	4.49	8.75	22.5	61.0				
1.75	3.85	4.74	9.53							
1.8	4.06	5.01								

Tab. B. 1 : Caractéristiques des tôles FeSi (3Si-4Al) utilisées

☑ Fils de cuivre émaillés

L'émail concerne l'isolation électrique élémentaire en contact direct avec le conducteur de cuivre. Le choix de l'émail à utiliser dépend des conditions d'utilisation de l'actionneur.

Le procédé de fabrication, lié à la nature chimique des émaux, définit la 'classe thermique'. Chaque classe est définie par la plus haute température que l'isolant peut tenir de façon continue sans affecter sa durée de vie. Une augmentation de 8 à 10 °C [DA06] au-dessus de la valeur maximale autorisée par la classe thermique réduit de moitié la durée de vie.

La température du point le plus chaud de l'enroulement doit être tenue en-dessous de celle limitée par la classe thermique. Elle vaut la somme de la température ambiante plus les écarts suivants [DA06] :

- $\Delta\theta$ – l'échauffement, défini comme l'écart entre les températures [°C] de l'enroulement et du fluide de refroidissement en régime établi.
- $\Delta\theta_{enr}$ – l'écart entre les températures [°C] moyenne et du point le plus chaud de l'enroulement. C'est l'équivalent d'une tolérance d'échauffement pour la sécurité.

Les normes donnent la valeur maximale de l'échauffement « $\Delta\theta$ » cf. Tab. B. 2 de façon à fixer la température du point le plus chaud selon les considérations suivantes:

- une température ambiante maximale de 40 °C ;
- la valeur de « $\Delta\theta_{enr}$ » (à peu près la même d'un moteur à l'autre).

Classe thermique	A	E	*B	*F	*H
Max. de température ambiante	40 °C	40 °C	40 °C	40 °C	40 °C
Echauffement $\Delta\theta$	60 °C	75 °C	80 °C	105 °C	125 °C
Ecart $\Delta\theta_{enr}$	5 °C	5 °C	10 °C	10 °C	15 °C
Température du point le plus chaud	105 °C	120 °C	130 °C	155 °C	180 °C

Tab. B. 2 : Classes thermique de machines tournantes [CEI85]. *Les classes B, F et H sont les plus utilisées

Les normes fixent donc les valeurs maximales pour la température ambiante et pour l'échauffement pour une classe d'isolation donnée. Par conséquent, la température du point le plus chaud est indirectement fixé.

Pour compléter les catégories de classe thermique, le travail de [AYM08] rassemble les différents types de classe d'isolation (cf. Fig. B. 4) avec une plage de température plus élargie de températures associées à leur thermo-plasticité (capacité de la matière à se ramollir lorsqu'elle est chauffée et à se durcir lorsqu'elle est refroidie).

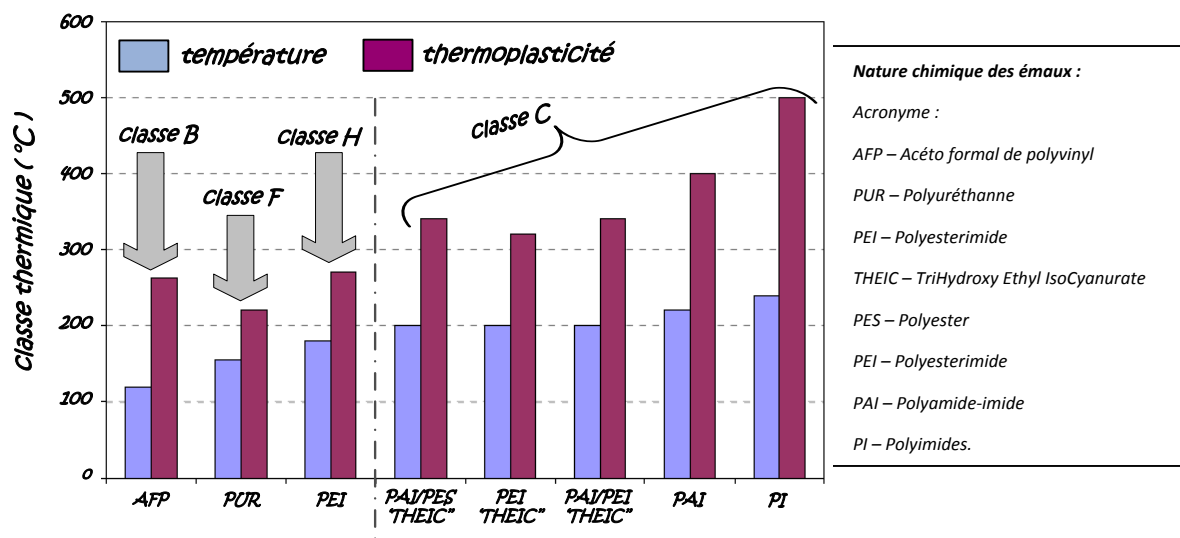


Fig. B. 4 : Classes thermiques et thermo-plasticité des émaux des machines tournantes.

Pour notre cas d'étude, nous considérons des fils de cuivre ronds émaillés de classe thermique C (meilleure tenue aux décharges partielles) et une température maximale d'enroulement du point le plus chaud étant définie à 220 °C.

Isolation d'encoche

L'interface entre le bobinage et le paquet de tôles est faite via différents isolants d'encoche. En plus d'assurer l'intégrité électrique des bobinages par rapport à la carcasse métallique de l'actionneur, les isolants jouent aussi un rôle de calage mécanique. Les trois principaux isolants d'encoches sont listés (cf. Fig. B. 2) :

- calage de fond d'encoche (isolant rigide) ;
- clavette d'encoche (isolant rigide) ;
- capote d'encoche (isolant souple).

Il est difficile de déterminer les épaisseurs de ces isolants, mais ils doivent faire partie de la même classe thermique que les fils de cuivre émaillés. Ces isolants sont soumis aux gradients de température et donc sensibles à la chaleur.

Imprégnation du bobinage

Après avoir installé les enroulements et les isolants dans les encoches les vernis d'imprégnation sont déposés. Cette opération a pour but de renforcer et d'augmenter :

- la tenue mécanique du bobinage (vibrations) ;
- la dissipation calorifique ;
- la protection des effets environnementaux (humidité, température, pollution) ;
- la tenue diélectrique (décharges partielles en moyennes et hautes tensions).

Les vernis d'imprégnation les plus utilisés pour les machines tournantes sont en polyester, époxydes ou polyesterimide. Leur nature diffère selon la gamme de température d'utilisation.

Les isolants constituent sans doute une partie importante des enroulements de l'actionneur. Les différentes natures de l'isolation posent un problème d'évaluation des conductivités thermiques.

Pour notre modélisation, nous admettons que ces isolants sont assez rigides pour permettre de modéliser la conduction thermique entre les enroulements et le paquet de tôles par une conductance thermique équivalente.

D'autres isolants sont aussi nécessaires (qui ne font pas directement partie de notre étude) pour isoler les phases entre elles et vis-à-vis de la carcasse métallique (carter). Cette isolation est faite au travers de feuilles isolantes (rubans).

➔ Composants et matériaux du rotor

Les matériaux constitutifs du rotor sont disposés sur l'axe de rotation qui entraîne l'actionneur HSPMSM. La partie à l'intérieur de l'axe étant vide, les composants sont présentés cf. Fig. B. 5 et décrits par la suite.

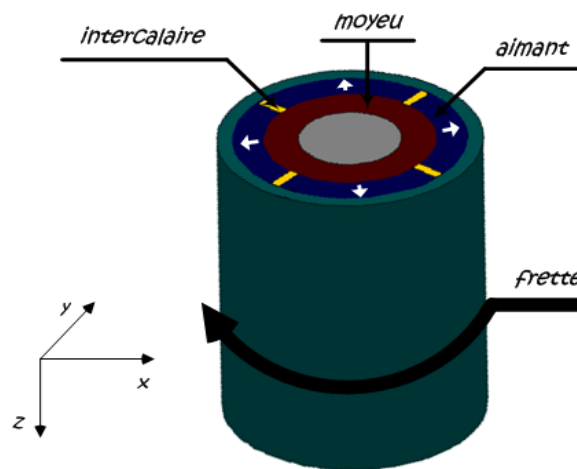


Fig. B. 5 : Vue longitudinale des constituants du rotor de l'actionneur haute vitesse (HSPMSM)

☑ Intercalaires

Dans l'industrie aéronautique les intercalaires sont des éléments de structure et d'assemblage. Pour notre application, leur rôle majeur est de protéger les aimants vis-à-vis des courants de Foucault et d'assurer un positionnement précis des aimants pour la tenue en haute vitesse. Ce sont des composants en alliage Aluminium 2024 (cuivre, magnésium, manganèse et aluminium) conducteurs électriques, amagnétiques et de faible densité volumique. Cette topologie facilite l'assemblage aimants-intercalaires à la périphérie du moyeu rotor (cf. Fig. B. 6).

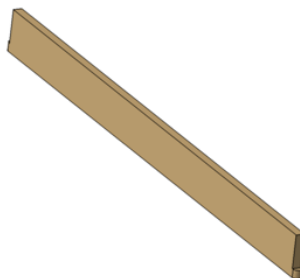


Fig. B. 6 : Intercalaire en alliage aluminium 2024

☑ Moyeu

Élément ferromagnétique en acier Z₁₅CN₁₇-03 résistant à la corrosion et assurant une tenue au plan thermique jusqu'à 750 °C.

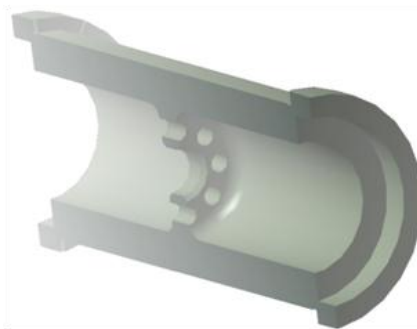


Fig. B. 7 : Moyeu ferromagnétique

Le moyeu est un élément important pour la haute vitesse, car il assure la stabilité mécanique de l'arbre, la connexion des aimants ainsi que le retour de flux (culasse rotorique).

☑ Aimants

Pour l'application à haute vitesse, il est de grand intérêt que l'aimant ait un champ coercitif ainsi qu'une induction rémanente élevés. Un champ coercitif élevé empêche que l'aimant soit facilement démagnétisé tandis qu'une induction rémanente élevée est associée à la capacité de l'aimant à générer de forts champs dans le circuit magnétique dans lequel il est inséré.

Les aimants réalisés à partir d'alliages d'éléments de terres rares deviennent de plus en plus populaires. Deux alliages principaux sont aujourd'hui fabriqués : le NdFeB (Néodyme Fer Bore) et le SmCo (Samarium Cobalt). Un bref comparatif entre les deux structures est présenté :

- le NdFeB est très réactif aux conditions environnementales tandis que le SmCo est très résistant à la corrosion ;
- le NdFeB présente un bon rapport qualité prix (100 à 150 €/kg) tandis que le SmCo est extrêmement coûteux (180 à 300 €/kg) en raison de sa teneur en cobalt ;
- le NdFeB est moins fragile que le SmCo et plus facile à usiner et à intégrer dans les pièces assemblées ;
- Le SmCo tient à des températures élevées (jusqu'à 350 °C) sans démagnétisation tandis que le NdFeB nécessite des précautions lors de l'utilisation au-dessus des températures ambiantes (une température maximale de 150 à 200 °C).

Dans notre étude nous envisageons surtout la tenue en température. Le choix s'est donc porté sur le SmCo. En effet, une température de fonctionnement élevée augmente la sensibilité de l'aimant aux champs magnétiques extérieurs (fort risque de démagnétisation) en plus d'engendrer des dégradations de performance donc une réduction de la durée de vie. Ce choix se justifie d'autant plus que les aimants de la turbomachine motorisée du pack électrique pour le conditionnement d'air, ne représentent qu'une faible partie du coût total du système.

Pour notre modélisation, présentée plus loin, nous considérons la courbe de fonctionnement à 200 °C. L'autre aspect concerne l'assemblage de l'aimant sur le moyeu (aimants montés en surface). Ce sont des aimants Sm₂Co₁₇ à base cylindrique cf. Fig. B. 8.

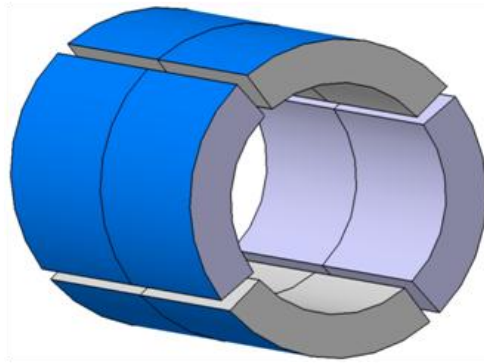


Fig. B. 8 : Aimants en tuiles montés en surface à base cylindrique

La disposition en tuiles favorise un positionnement aisé et assure une meilleure répartition des contraintes mécaniques.

Il paraît tout à fait pertinent, dans le modèle de dimensionnement de l'actionneur, d'intégrer les conditions de température. Pour ce faire, nous explorons la documentation du fabricant d'aimants *Precision Magnets* [RECOMA] et l'aimant choisi est le RECOMA 28 (cf. Fig. B. 9).

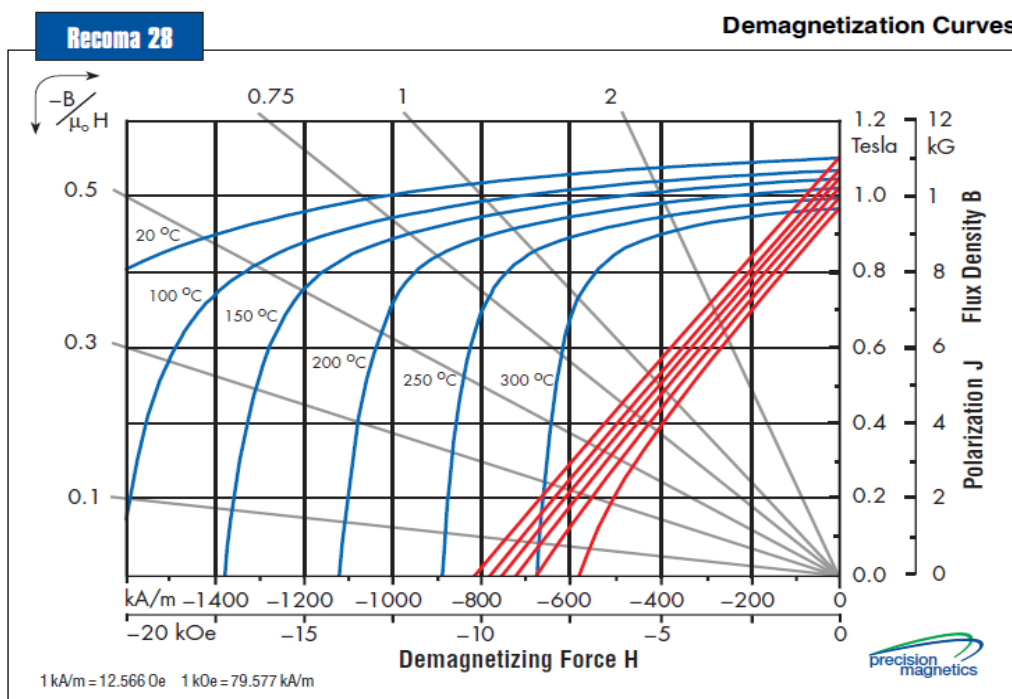


Fig. B. 9 : Courbe de démagnétisation de l'aimant $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ Recoma 28 [RECOMA]

La courbe de démagnétisation dépend de la température, de la polarisation rémanente et d'une limite d'induction magnétique. L'augmentation de la température des aimants peut engendrer la démagnétisation irréversible des aimants. L'induction magnétique minimale de fonctionnement doit être toujours supérieure à l'induction magnétique au niveau du coude de la caractéristique « $\mathbf{J(H)}$ » (régime linéaire) à une température donnée.

☑ Frette de maintien

La frette interagit avec différentes propriétés de l'actionneur HSPMSM. En plus d'assurer l'intégrité mécanique du rotor à haute vitesse, elle influe aussi sur les performances électriques, magnétiques et thermiques [ARK09, KOL09].

Du point de vue mécanique, le matériau de rétention doit tolérer un fort niveau de stress à densité massique faible. En effet, une résistance mécanique élevée permet d'avoir une épaisseur de frette plus mince. D'un autre côté, la frette influe sur la dynamique du rotor en jouant sur les fréquences naturelles de la structure puisque elle contribue à la rigidité de l'arbre du rotor.

Du point de vue électrique la frette doit avoir une faible valeur de conductivité électrique afin de réduire la génération des courants de Foucault issue de la variation du champ magnétique lors de la rotation. Ces courants induits provoquent des pertes supplémentaires, liées au carré de la vitesse de rotation, pouvant être non négligeables pour un fonctionnement à haute vitesse.

Du point de vue magnétique, la frette doit être amagnétique dans le but de rester indifférente au passage du flux. En effet, un matériau magnétique change la carte de champs du rotor détournant le flux produit par les aimants en plus d'augmenter les pertes dans la frette [LAZ10]. L'entrefer équivalent étant composé par l'entrefer mécanique et la frette de maintien, la présence de la frette peut être considérée comme une part supplémentaire, impactant donc sur la réluctance du circuit magnétique.

Du point de vue thermique :

- la frette doit présenter un coefficient de dilatation thermique similaire avec celui des aimants [GIE10] ;
- elle se comporte comme une barrière thermique qui limite l'évacuation de la chaleur produite au niveau du rotor et doit donc avoir une conductivité thermique élevée. Ce flux thermique est transféré via la frette pour être dissipée dans l'entrefer mécanique.

Le choix du matériau doit prendre en compte tous les aspects cités précédemment. En pratique, en plus d'être amagnétique, les frettes peuvent être soit non-conductrices soit métalliques cf. Fig. B. 10. Le Tab. B. 3 présente les niveaux de température et de vitesse périphérique maximale des matériaux de frette utilisés pour la rétention des aimants à haute vitesse.

Type de frette :	Température maximale (°C)	Vitesse périphérique maximale (m/s)
→ non-conductrice (fibre de carbone, fibre de verre)	180*	320
→ métallique (alliages de titane, acier inoxydable, Inconel 718)	290	240

* avec des résines comme le cyanate, des températures plus élevées sont envisageables en atmosphère oxydante (250 °C)

Tab. B. 3 : Caractéristiques de différentes frettes pour l'actionneur HSPMSM

Les différents travaux de comparaison pour la haute vitesse n'ont pas révélé de choix privilégié. Chaque matériau possède ses avantages et ses inconvénients selon les niveaux de température et de vitesse périphérique maximale envisagés [NER02, ZHO06, CAN08, MIN10].

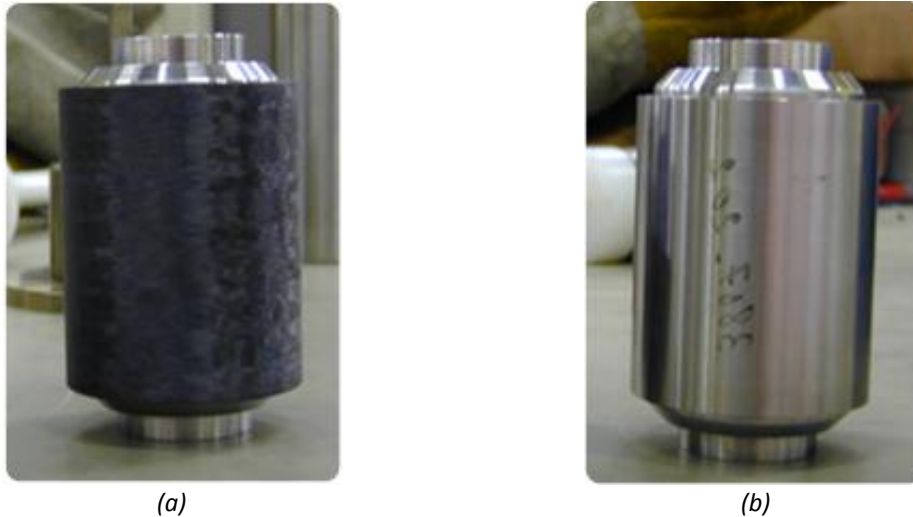


Fig. B. 10 : Rotor de l'actionneur HSPMSM : (a) avec frette non-conductrice en fibre de carbone ; (b) avec frette métallique de titane

L'application de matériaux non-conducteurs ou métalliques est liée à l'effet de blindage que la frette peut offrir à l'égard d'une protection à la fois magnétique et thermique de la partie active de l'actionneur HSPMSM [CAN08, GIE08].

Des matériaux non-conducteurs comme la fibre de carbone se rendent très utiles grâce à leur rapport rigidité/poids élevé, environ cinq fois plus rigide que l'acier pour le même poids, et sa conductivité électrique très faible (pertes par courant de Foucault très faibles).

Les inconvénients de frettes non-conductrices sont liés au fait qu'elles n'ont aucun effet de blindage magnétique permettant de protéger le rotor. Par conséquent, ce sont les aimants via leur conductivité électrique qui doivent dissiper les pertes dues aux courants induits lors de la rotation.

Un autre inconvénient des matériaux non-conducteurs concerne leur très faible conductivité thermique, ce qui rend le refroidissement des parties internes du rotor difficile. Ce comportement d'isolant thermique engendre une réduction du flux de chaleur qui peut amener à une démagnétisation des aimants à cause d'une possible élévation (et dangereuse) de la température.

Pour modérer ces inconvénients, il existe des solutions comme par exemple l'utilisation de fibres de carbone métallisées. Les plus classiques sont les fibres de carbone nickelées ou cuivrées. Une autre solution consiste à la mise en place d'intercalaires métalliques et/ou d'une couche métallique fine entre l'aimant et la frette non-conductrice.

L'intérêt principal de ces solutions est d'obtenir une 'frette équivalente' qui a une conductivité thermique et électrique supérieure à celle de la fibre qui sert de substrat tout en réduisant les courants de Foucault et en évitant la surchauffe des aimants.

Une dernière solution concerne l'utilisation de frettes métalliques. Elles disposent d'une conductivité électrique faible, d'excellentes propriétés à des températures élevées (bonne conductivité thermique) et d'une résistance à corrosion élevée.

Par rapport aux frettes non-conductrices, les frettes métalliques ont de pertes beaucoup plus élevées. En contrepartie offrent une capacité de blindage supérieure pour les aimants et une meilleure conductivité thermique favorisant le refroidissement des aimants [ZHO06].

En effet, la combinaison de ces effets résulte toujours d'un compromis entre la génération des pertes supplémentaires dissipées dans la frette et une amélioration du flux de chaleur du rotor vers le stator (meilleure dissipation thermique).

La mise en place d'une couche métallique entre l'aimant et la frette métallique est aussi envisagée. Le but étant à la fois d'améliorer les propriétés thermiques et de réduire les pertes de la frette conductrice mais surtout de protéger les aimants permanents de températures élevées.

Les travaux [ZHO06, KOL09] ont comparé différents types de frette (non-conductrice et métallique) sans et avec insertion d'une couche métallique (aluminium ou cuivre) de différentes épaisseurs. Ils ont montré que :

- la couche métallique augmente à la fois les pertes dans la frette et diminue les pertes dans les aimants (influence du blindage) ;
- quel que soit le type de frette, les pertes globales diminuent considérablement si la couche métallique est utilisée avec une chute importante de la température ;
- quel que soit le type de frette, les températures du rotor (frette et aimant) diminuent de manière significative si la couche métallique est utilisée ;
- les pertes dans la couche métallique, à épaisseur donnée, sont quasiment les mêmes.

Pour les applications à haute vitesse, avoir un diamètre du rotor minimisé est avantageux. La frette faisant partie du rotor, elle doit être réduite au maximum.

A contrario, pour assurer la tenue mécanique, la contrainte de maintien n'est satisfaite que si l'on augmente son épaisseur, mais ce n'est pas un avantage d'un point de vue thermique. Une frette épaisse n'est pas recommandée parce qu'elle va aussi augmenter les pertes aérodynamiques.

Annexe C :

Ensemble encoche + dent statorique

Nous caractérisons ici les surfaces d'encoche et de la dent statoriques. La détermination de la première caractérise la densité surfacique d'encoche et le calcul des deux détermine les volumes/masses des différentes parties du stator.

Les têtes de dents sont caractérisées par la présence des becs d'encoche avec l'angle du bec d'encoche égal à zéro. Dans cette étape du dimensionnement, nous sommes intéressés par l'expression de la surface d'encoche où les enroulements sont logés :

- ☑ **Détermination de la surface totale de l'ensemble encoche + dent** (cf. Fig. C. 1)

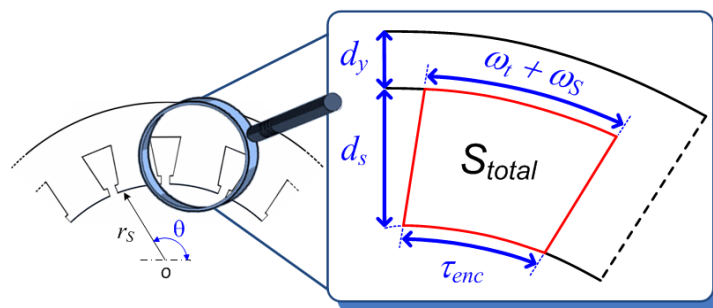


Fig. C. 1 : Visualisation de la surface de l'ensemble encoche + dent

- ☑ **Détermination de la surface « totale » d'encoche** (cf. Fig. C. 2a) sans tenir compte

- de la surface des becs d'encoche (cf. Fig. C. 2b) ;
- de la surface de l'ouverture d'encoche « S_0 » (cf. Fig. C. 2b) : surface entre les becs d'encoche et la clavette (isolant d'encoche).



(a)

(b)

Fig. C. 2 : Visualisation des surfaces de dent et d'encoche : (a) sans bec d'encoche ; (b) avec bec d'encoche

Détermination de la surface d'encoche d'intérêt

$$S_{enc} = S_{enc}^{total} - 2 \cdot S_{bec} - S_0 \quad (C - 1)$$

$$S_{dent}^{total} = S_{dent} + 2 \cdot S_{bec} \quad (C - 2)$$

Le Tab. C. 1 présente les expressions de chaque surface citée dans la procédure présentée dans la modélisation de l'ensemble encoche + dent.

CALCULS DES DIFFERENTES SURFACES DE L'ENSEMBLE ENCOCHE + DENT

$$S_{total} = \left[(\omega_s + \omega_t) + \tau_{enc} \right] \cdot \frac{d_s}{2} \quad \text{Surface totale (encoche + dent)} \quad (C - 3)$$

$$S_{dent} = \omega_t \cdot d_s \quad \text{Surface de la dent} \quad (C - 4)$$

$$S_{enc}^{total} = S_{total} - S_{dent} \quad \text{Surface « totale » d'encoche} \quad (C - 5)$$

$$S_{bec} = \left[\tau_{enc} \cdot \left(1 + \frac{h_0}{2 \cdot r_s} \right) - \omega_t - b_0 \right] \cdot \frac{h_0}{2} \quad \text{Surface du bec d'encoche} \quad (C - 6)$$

$$S_0 = h_0 \cdot b_0 \quad \text{surface de l'ouverture d'encoche} \quad (C - 7)$$

$$S_{enc} = (d_s - h_0) \cdot \left[\omega_s - (d_s - h_0) \cdot \frac{\pi}{N_{enc}} \right] \quad \text{Surface d'encoche} \quad (C - 8)$$

Tab. C. 1 : Relations utilisées pour le dimensionnement de l'ensemble encoche + dent

Annexe D :

Facteurs de bobinage

Nous résumons ici les principaux facteurs de bobinage de machines électriques.

Facteur de filtrage dû à l'ouverture de l'encoche « k_{sov} »

L'ouverture d'encoche « b_0 » est un facteur important vis-à-vis des perturbations du passage du flux magnétique à l'interface entre l'entrefer et les tôles du stator. Les becs d'encoches, associés aux harmoniques d'espace « v », ont une influence directe sur le couple de denture (couple de détente). L'efficacité de la denture est affectée [ZHU93] :

$$k_{sov}(v) = \frac{\sin\left(v \cdot \frac{b_0}{2 \cdot r_s}\right)}{v \cdot \frac{b_0}{2 \cdot r_s}} \quad (D - 1)$$

Nous retenons qu'une valeur faible de « b_0 » réduit localement les perturbations sur le passage du flux magnétique, donnant donc une sensibilité réduite. Pour notre modélisation, la valeur de « b_0 » est imposée et avec les limites mécaniques pour la haute vitesse citées dans l'Annexe A qui imposent des limites au niveau du rayon et de la longueur du rotor : le coefficient « k_{sov} » est ainsi proche de l'unité.

Facteur d'inclinaison « k_i » (ou de vrillage)

Lié au décalage angulaire entre les encoches homologues lors de l'empilement des tôles, il est pris en compte à partir d'une fraction « λ » de l'angle électrique « γ » du pas dentaire (Chapitre 2)

$$k_i(v) = \frac{\sin\left(v \cdot \lambda \cdot \frac{\gamma}{2}\right)}{v \cdot \lambda \cdot \frac{\gamma}{2}} \quad (D - 2)$$

Le choix de « λ » est fait de façon à avoir une valeur élevée pour le fondamental et atténuée pour les autres harmoniques. De façon habituelle, on choisit un pas dentaire [STM01]. Pour notre modélisation, notre choix est porté sur l'unité, autrement dit, aucune harmonique atténuée. Nous remarquons que le facteur d'ouverture et le facteur d'inclinaison d'encoche décroissent avec l'augmentation du rang de l'harmonique « v », caractérisée par la fonction « $\sin(x)/x$ ».

Facteur de distribution de bobinage « k_d »

La force magnétomotrice d'un bobinage est la somme cumulée des ampères-tours lorsqu'on se déplace le long de l'entrefer. La force magnétomotrice résultante de l'enroulement (somme vectorielle) d'une phase est réduite par rapport à la somme cumulée de chaque spire en série (somme algébrique). Le décalage régulier des enroulements en angle électrique impose :

$$N_{ep} \cdot \gamma = \frac{\pi}{m} \quad (D - 3)$$

Le facteur de distribution prend donc en compte le rapport entre ce que donne le bobinage réel (distribué dans les encoches le long du stator) et ce que donnerait le bobinage si toutes les encoches (où l'enroulement est distribué) étaient confondues.

Pour un nombre de phases « m » connu, il est intéressant de savoir que le facteur de distribution n'est fonction que du nombre d'encoches distribuées sur un pôle. Au fur et à mesure que la distribution de bobines augmente (nombre d'encoches par pôle et par phase) le facteur de distribution décroîtra. Il n'est pas affecté par le type d'enroulement (imbriqué ou distribué) ni par le nombre de spires par bobine.

$$k_d(v) = \frac{\sin\left(v \cdot \frac{N_{ep} \cdot \gamma}{2}\right)}{N_{ep} \cdot \sin\left(v \cdot \frac{\gamma}{2}\right)} \tag{D - 4}$$

L'augmentation de « N_{ep} » rend la forme d'onde de la force magnétomotrice plus proche d'une sinusoïde mais le taux d'harmoniques global n'est que peu influencé [STM01]. Pour réduire efficacement le taux de distorsion harmonique, nous introduisons le facteur de raccourcissement.

Facteur de réduction de pas de bobinage (ou facteur de raccourcissement) « k_{rac} »

Nous agissons sur les harmoniques de bobinage via le facteur de raccourcissement :

$$k_{rac}(v) = \sin\left(v \cdot \frac{\beta_{rac} \cdot \pi}{2}\right) \tag{D - 5}$$

Le raccourcissement « β_{rac} » est défini par :

$$\beta_{rac} = \frac{pas_raccourci}{pas_diamétral} = \frac{pas_raccourci}{\left(\frac{N_{enc}}{2 \cdot p}\right)} \tag{D - 6}$$

Notre dimensionnement autorise une variation discrète de « $N_{ep} \in \{1,3\}$ » et de « $p \in \{1,3\}$ ». Le Tab. D. 1 présente la combinaison du nombre d'encoches possibles pour le dimensionnement des actionneurs envisagés et le Tab. D. 2 présente le pas diamétral associé.

		N_{ep}		
		1	2	3
p	1	6	12	18
	2	12	24	36
	3	18	36	54

Tab. D. 1 : Nombre d'encoches possibles

		N_{ep}			
		1	2	3	
Pas raccourci	→	2	5	7	← Pas diamétral
		3	6	9	

Tab. D. 2 : Valeurs de pas raccourci choisies et de pas diamétral (en nombre d'encoches)

→ **Choix du raccourcissement « β_{rac} » :**

Le facteur de bobinage étant défini surtout par le produit « $k_d \cdot k_{rac}$ », le Tab. D. 3 présente l'évolution de ce produit fonction des valeurs possibles de « β_{rac} » et de « N_{ep} ». Pour les actionneurs de forte puissance, il est intéressant de minimiser (voire annuler) les harmoniques 5 et 7 (les harmoniques les plus gênants). Notre modèle de dimensionnement considère comme valeurs de raccourcissement « β_{rac} » celles qui atténuent le plus les harmoniques d'espace 5 et 7.

		HARMONIQUES D'ESPACE					
N_{ep}	β_{rac}	1	5	7	11	13	19
1	2/3	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866
	3/3	1	1	1	1	1	1
2	4/6	0.837	0.224	0.224	0.837	0.837	0.224
	5/6	0.933	0.067	0.067	0.933	0.933	0.067
	6/6	0.966	0.259	0.259	0.966	0.966	0.259
3	6/9	0.831	0.188	0.154	0.154	0.188	0.831
	7/9	0.902	0.038	0.014	0.014	0.038	0.902
	8/9	0.945	0.140	0.061	0.061	0.140	0.945
	9/9	0.960	0.218	0.177	0.177	0.218	0.960

Tab. D. 3 : Evolution du produit entre le facteur de distribution « k_d » et le facteur de raccourcissement « k_{rac} » du bobinage en fonction des harmoniques d'espace pour « $m = 3$ » (actionneur triphasé)

Nous avons donc 3 types de bobinage à double couche. La Fig. D. 1 présente les motifs de bobinage selon le raccourcissement choisi.

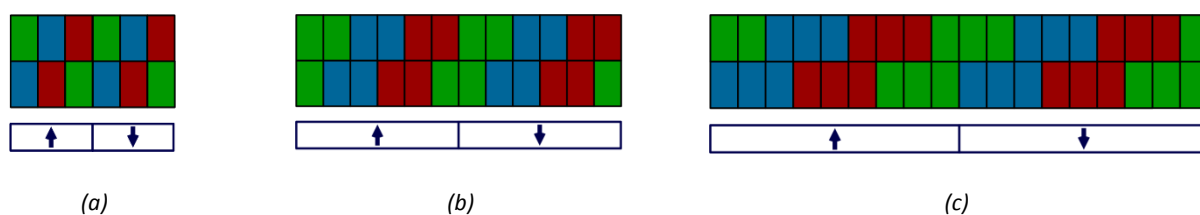


Fig. D. 1 : Répartition de conducteurs : (a) « $N_{ep}=1$ », « $\beta_{rac}=2/3$ » ; (b) « $N_{ep}=2$ », « $\beta_{rac}=5/6$ » ; (c) « $N_{ep}=3$ », « $\beta_{rac}=7/9$ »

Facteur de bobinage global « K_b »

La contribution de tous les effets des coefficients précédemment présentés caractérise le facteur de bobinage global par l'expression suivante :

$$K_b(v) = k_{sov}(v) \cdot k_i(v) \cdot k_d(v) \cdot k_{rac}(v) \quad (D - 7)$$

Annexe E :

Modèle circuit électrique de l'actionneur

Dans un repère triphasé équilibré sinusoïdal déphasé de 120 ° (E - 1), les trois tensions induites dans les bobines sont décrites par (E - 2). Par la suite, « X » sera utilisé pour généraliser les trois phases de l'actionneur « X = U, V, W ».

$$i_U(t) + i_V(t) + i_W(t) = 0 \quad (E - 1)$$

$$\begin{bmatrix} v_U(t) \\ v_V(t) \\ v_W(t) \end{bmatrix} = R_S \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_U(t) \\ \Phi_V(t) \\ \Phi_W(t) \end{bmatrix} \quad (E - 2)$$

où « v_X », « i_X » sont les tensions simples induites et les courants circulants dans les phases de l'actionneur, respectivement ; « R_S » est la résistance de l'enroulement de phase. Les « Φ_X » sont les flux magnétiques résultants par phase cf. (E - 3) :

$$\begin{bmatrix} \Phi_U(t) \\ \Phi_V(t) \\ \Phi_W(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{PROPRE_U} & M_{UV} & M_{UW} \\ M_{VU} & L_{PROPRE_V} & M_{VW} \\ M_{WU} & M_{WV} & L_{PROPRE_W} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{VIDE_U}(t) \\ \Phi_{VIDE_V}(t) \\ \Phi_{VIDE_W}(t) \end{bmatrix} \quad (E - 3)$$

où « L_{PROPRE_X} » sont les inductances propres des phases de l'actionneur ; « $M_{i,j}$ » sont les inductances mutuelles entre enroulements ; « Φ_{VIDE_X} » sont les flux à vide (à « $i_X = 0$ ») des aimants permanents, supposant un système équivalent triphasé sinusoïdal. Pour notre modélisation, l'actionneur étant à pôles lisses (les lignes de champs canalisées toujours de la même manière) la symétrie de la géométrie considérée favorise une simplification au niveau de la matrice d'inductances :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{PROPRE} & M_S & M_S \\ M_S & L_{PROPRE} & M_S \\ M_S & M_S & L_{PROPRE} \end{bmatrix} \quad (E - 4)$$

« M_S » est l'inductance mutuelle ; les « L_{PROPRE} » sont divisées en deux termes : l'inductance magnétisante « L_m » et l'inductance de fuites « L_f ». Considérant un système équilibré (E - 1) :

$$L_{PROPRE} = L_m + L_f \quad (E - 5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_U(t) \\ \Phi_V(t) \\ \Phi_W(t) \end{bmatrix} = (L_m - M_S + L_f) \cdot \begin{bmatrix} i_U(t) \\ i_V(t) \\ i_W(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{VIDE_U}(t) \\ \Phi_{VIDE_V}(t) \\ \Phi_{VIDE_W}(t) \end{bmatrix} \quad (E - 6)$$

Nous présentons certaines notations utilisées dans ce travail :

INDUCTANCES ET CONSTANTE DE TEMPS ELECTRIQUE

$$L_{CYC} = L_m - M_S \quad (\text{inductance cyclique}) \quad (E - 7)$$

$$* L_{SYNC} = L_{CYC} + L_f + L_{tetes_bob} \quad (\text{inductance synchrone}) \quad (E - 8)$$

$$\tau_{elec} = \frac{L_{SYNC}}{R_S} \quad (\text{constante de temps électrique de l'actionneur}) \quad (E - 9)$$

☛ *L'inductance des têtes de bobine « $L_{têtes_bob}$ » étant liée à la troisième dimension de l'actionneur est estimée via la loi empirique de M. Liwschitz [LIW67, MID95], présentée dans le **Chapitre 2**.

☑ Circuit monophasé équivalent

La modélisation présentée permet d'analyser chaque phase de l'induit séparément. Le circuit électrique monophasé équivalent de notre modèle est présenté cf. Fig. E. 1(a).

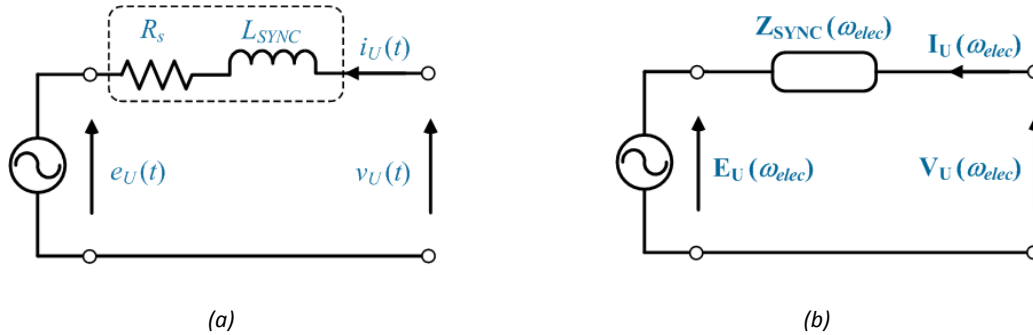


Fig. E. 1 : Circuit monophasé électrique équivalent de l'actionneur HSPMSM à pôles lisses (convention récepteur).

☑ EQUATIONS DANS LE PLAN COMPLEXE - Fig. E. 1(b)

$$\mathbf{V}_U = (R_S + j \cdot X_{SYNC}) \cdot \mathbf{I}_U + \mathbf{E}_U \quad (\text{tension simple induite}) \quad (E - 10)$$

$$\mathbf{E}_U = j\omega_{elec} \cdot \Phi_{VIDE_U} \quad (\text{force contre-électromotrice à vide}) \quad (E - 11)$$

$$X_{SYNC} = \omega_{elec} \cdot L_{SYNC} \quad (\text{réactance synchrone}) \quad (E - 12)$$

$$Z_{SYNC} = R_S + j \cdot X_{SYNC} \quad (\text{impédance synchrone}) \quad (E - 13)$$

☑ Transformation dans le repère de Park « dq » pour la commande de l'actionneur

La modélisation de Park [HAU95] est la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande en raison de sa simplicité algébrique. Le principe est basé sur la transformation d'un repère triphasé 3ϕ « UVW » en un diphasé 2ϕ (en quadrature) « dq » cf. (E - 14).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = \mathbf{A} \cdot \begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_W \end{bmatrix} \quad (E - 14)$$

où « X_0 » représente la composante homopolaire et « \mathbf{A} » la matrice de transformation de Park modifiée (E - 15) qui conserve la puissance plutôt que les amplitudes. Cette transformation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices similaires à celles du modèle circuit présenté (modèle de Behn-Eschenbourg) :

- ➔ caractéristique magnétique linéaire (saturation négligée) ;
- ➔ répartition sinusoïdale de l'induction dans l'entrefer ;
- ➔ effets de température, de peau, hystérésis et de courant de Foucault ne sont pas considérés ;
- ➔ entrefer d'épaisseur constante et effets des becs d'encoches négligés (donc adapté à la structure à pôles lisses et ouvertures d'encoches petites).

$$\mathbf{A} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(p \cdot \beta) & \cos\left(p \cdot \beta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(p \cdot \beta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(p \cdot \beta) & -\sin\left(p \cdot \beta - 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(p \cdot \beta - 4 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (E - 15)$$

où « β » est l'angle mécanique entre les repères tournant « dq » et triphasé « UVW » cf. Fig. E. 2(a). La transformation est linéaire et la matrice de transformation « \mathbf{A} » a les propriétés suivantes :

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{A}^T \quad (E - 16)$$

$$\mathbf{A} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{A}^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot p \cdot \frac{d\beta}{dt} \quad (E - 17)$$

Ce changement de repère (à puissance constante dans les deux systèmes) est suivi d'un facteur d'échelle entre amplitudes :

$$|X_{2\phi}| = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot |X_{3\phi}| \quad (E - 18)$$

L'application de la matrice « \mathbf{A} » aux équations (E - 2) et (E - 6) donne les tensions induites et les flux statoriques résultants dans le repère diphasé :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = R_s \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \mathbf{A} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{A}^{-1}) \cdot \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_0 \end{bmatrix} \quad (E - 19)$$

Après l'application de (E - 17), les équations caractérisant l'actionneur dans le repère tournant « dq » sont présentées et correspondent au schéma de la Fig. E. 2(a). Le repère « dq » tournant à « $d\beta/dt$ » en plus des dérivées des courants met aussi en évidence les dérivées des flux des aimants. Pour la commande vectorielle classique, nous souhaitons avoir des **grandeurs continues en régime permanent dans le repère diphasé** et donc avoir une expression scalaire instantanée du couple électromagnétique de l'actionneur.

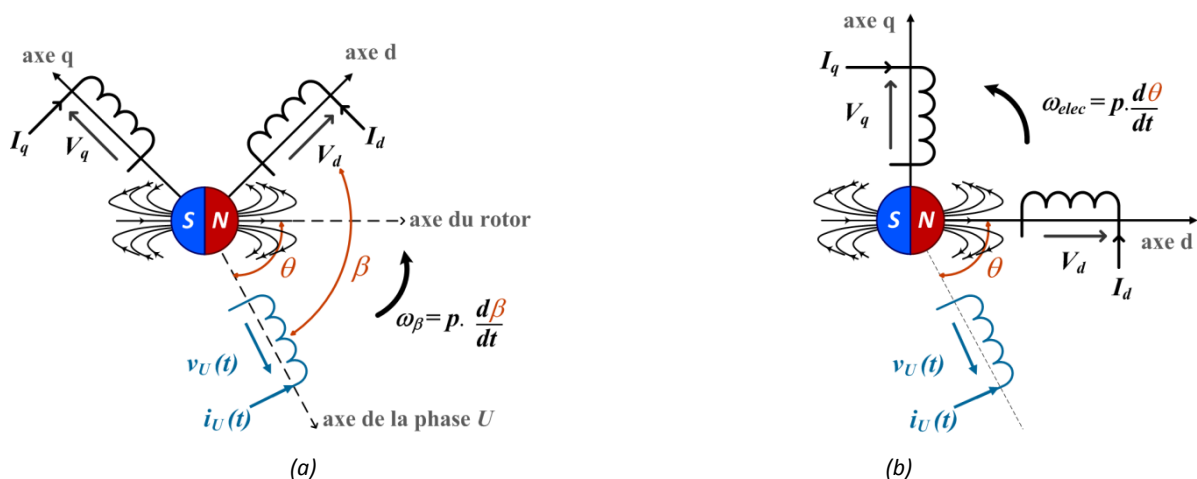


Fig. E. 2 : (a) pulsation « ω_β » SANS orientation du flux des aimants ; (b) pulsation « ω_{elec} » AVEC flux des aimants orienté

☑ REPERE « dq » A VITESSE « $d\beta/dt$ » SANS ORIENTATION DU FLUX D'AIMANT- Fig. E. 2(a)

$$V_d = R_S \cdot I_d + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_d) + \frac{d}{dt}(\Phi_{VIDE_d}) - L_{SYNC} \cdot I_q \cdot p \cdot \frac{d\beta}{dt} + \Phi_{VIDE_q} \cdot p \cdot \frac{d\beta}{dt} \quad (E-20)$$

$$V_q = R_S \cdot I_q + L_{SYNC} \cdot \frac{d}{dt}(I_q) + \frac{d}{dt}(\Phi_{VIDE_q}) + L_{SYNC} \cdot I_d \cdot p \cdot \frac{d\beta}{dt} + \Phi_{VIDE_d} \cdot p \cdot \frac{d\beta}{dt} \quad (E-21)$$

$$(E-22)$$

$$V_0 = R_S \cdot I_0 + \frac{d}{dt}(\Phi_0) = 0 \quad (\text{système considéré équilibré}) \quad (E-23)$$

La méthode la plus utilisée consiste à orienter l'axe « d » du repère dans la direction du flux des aimants « $\Phi_{Rq} = 0$ »), tournant ainsi à la vitesse du champ tournant cf. Fig. E. 2(b).

De plus, si l'on considère le régime permanent électrique, les dérivées de courant et de flux s'annulent et le repère diphasé obtenu devient invariant dans le temps.

☑ REPERE « dq » A LA VITESSE DE SYNCHRONISME AVEC FLUX D'AIMANT ORIENTE - Fig. E. 2(b)

$$V_d = R_S \cdot I_d - L_{SYNC} \cdot I_q \cdot \omega_{elec} \quad (E-24)$$

$$V_q = R_S \cdot I_q + L_{SYNC} \cdot I_d \cdot \omega_{elec} + \Phi_{Rd} \cdot \omega_{elec} \quad (E-25)$$

$$V_0 = R_S \cdot I_0 + \frac{d}{dt}(\Phi_0) = 0 \quad (\text{système considéré équilibré}) \quad (E-26)$$

☑ Diagrammes vectoriels de l'actionneur dans les repères triphasé et diphasé

La Fig. E. 3 présente le diagramme « espace-temps » qui représente simultanément l'état temporel des grandeurs électriques et l'état spatial des champs magnétiques dans l'actionneur.

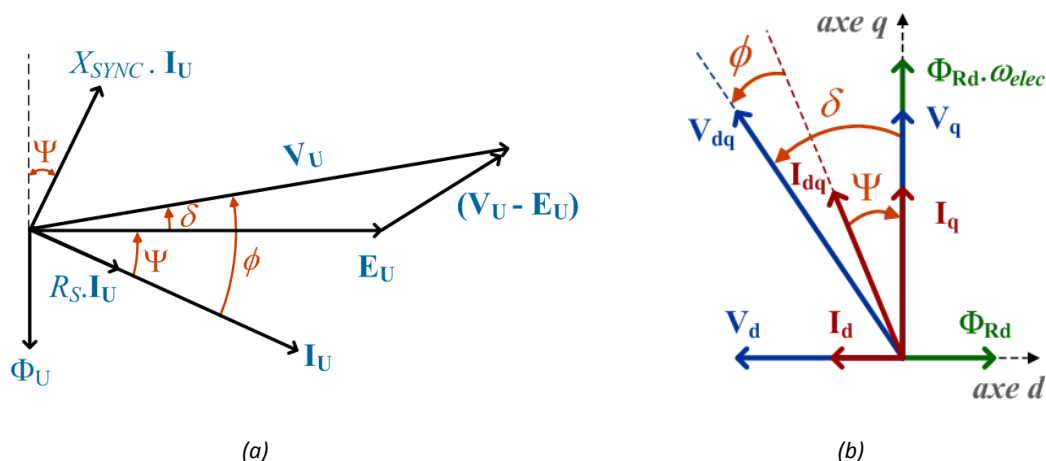


Fig. E. 3 : Diagramme de Fresnel complet du circuit monophasé équivalent de l'actionneur HSPMSM non-saturé

L'angle de défluxage « Ψ » défini comme négatif, la convention adoptée impose la loi suivante :

$$\phi = \Psi + \delta \quad (E-27)$$

Les relations caractérisant le plan complexe de l'actionneur sont présentées :

<input checked="" type="checkbox"/> RELATIONS DANS LE PLAN COMPLEXE DIPHASE « dq »		
$I_{dq} = I_q + j.I_d$	(courant de Park)	(E - 28)
$I_d = I_{dq} \cdot \sin(\Psi)$	(courant d'axe d)	(E - 29)
$I_q = I_{dq} \cdot \cos(\Psi)$	(courant d'axe q)	(E - 30)
$I_{dq}^2 = I_d^2 + I_q^2$	(module du courant de Park)	(E - 31)
$\Psi = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{I_d}{I_q}\right)$	(angle de défluxage)	(E - 32)
$V_{dq} = V_d + j.V_q$	(tension de park)	(E - 33)
$V_d = -V_{dq} \cdot \sin(\delta)$	(tension d'axe d)	(E - 34)
$V_q = V_{dq} \cdot \cos(\delta)$	(tension d'axe q)	(E - 35)
$V_{dq}^2 = V_d^2 + V_q^2$	(module de la tension de Park)	(E - 36)
$\delta = \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{V_d}{V_q}\right)$	(angle interne)	(E - 37)
$\Phi_{Rq} = 0$	(flux d'aimant d'axe q)	(E - 38)
$\Phi_{Rd} = \Phi_{VIDE_d}$	(flux d'aimant d'axe d)	(E - 39)
$E_q = \omega_{elec} \cdot \Phi_{Rd}$	(force électromotrice d'axe q)	(E - 40)
$E_d = 0$	(force électromotrice d'axe d)	(E - 41)

Annexe F :

Démagnétisation des aimants : influence du défluxage

Le respect de la mission de vol équivaut à un déplacement dans le plan couple-vitesse de l'actionneur dimensionné, celui-ci devant être capable d'atteindre et de rester sur tous les points de fonctionnement pendant des durées elles aussi fixées par le profil de vol.

Au cours du processus de conception proposé dans le **Chapitre 3**, le respect de la mission imposera aux actionneurs dimensionnés de fonctionner dans certains cas en mode défluxé. Nous avons donc besoin de surveiller la démagnétisation des aimants ainsi que la température de l'actionneur. La structure étudiée (aimants collés en surface) est mécaniquement intéressante pour la haute vitesse [BIN06]. Par contre, elle n'est pas la plus adaptée aux réactions d'induit causées par le défluxage [SEB87], ce qui renforce la nécessité de surveiller le phénomène de démagnétisation des aimants. En charge, l'état magnétique de l'actionneur est directement influencé par l'insertion du courant négatif d'axe « d ».

Il déplace la droite de charge vers la gauche dans le plan « $\mathbf{B(H)}$ » de la courbe de démagnétisation. Dans le **Chapitre 2**, l'effet de la réaction d'induit est détaillé dans un circuit magnétique alimenté par un aimant et par une bobine pris comme exemple. La Fig. F. 1 présente les courbes d'aimantation « $\mathbf{J(H)}$ » et de démagnétisation « $\mathbf{B(H)}$ » d'un aimant $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ à température élevée (supérieure à 200 °C). Dans le **Chapitre 2**, les caractéristiques de l'aimant ont été présentées. Le champ de rigidité limite « H_K » choisi à 95 % de l'induction rémanente « $B_m \sim 0.95J_r$ » définit le champ qui assure la démagnétisation « linéaire » de l'aimant (partie verte).

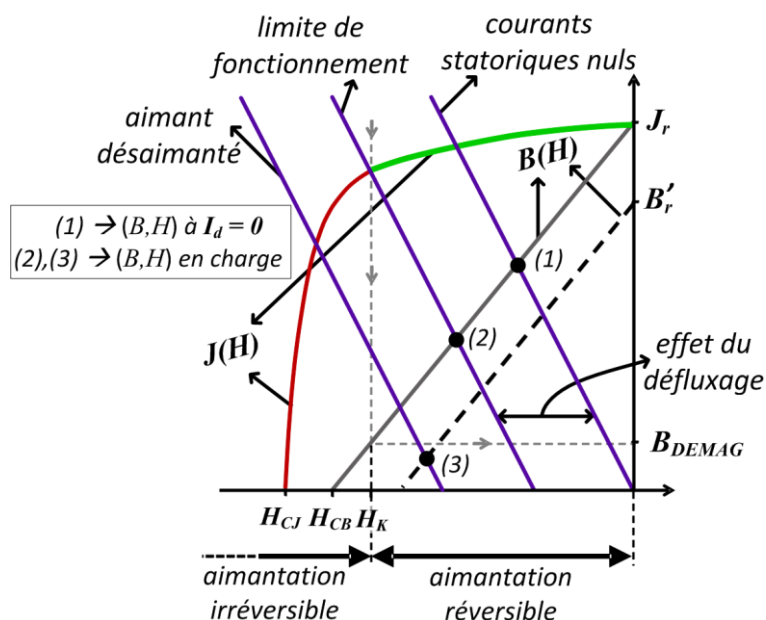


Fig. F. 1: Courbe de démagnétisation typique de l'aimant $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$

Le défluxage déplace le point de fonctionnement vers la gauche : point (1) vers le point (2). Le champ externe appliqué à l'aimant, résultant d'une réductance élevée plus la réaction de l'induit « B_{IND} », peut être intense et le risque d'une aimantation irréversible existe (partie rouge) : point (3).

Lorsque l'actionneur fonctionne en charge, les deux champs (des aimants à vide et de réaction d'induit) tournent à la même vitesse « ω_{elec} ». L'induction d'entrefer en charge « B_{CHARGE} » résulte donc de la composition de ces deux effets. La Fig. F. 2 illustre, avec un épanouissement d'aimant « K_p » fixé, la réaction d'induit sur deux points de fonctionnement en charge : commande à couple par ampère maximum et en mode défluxé.

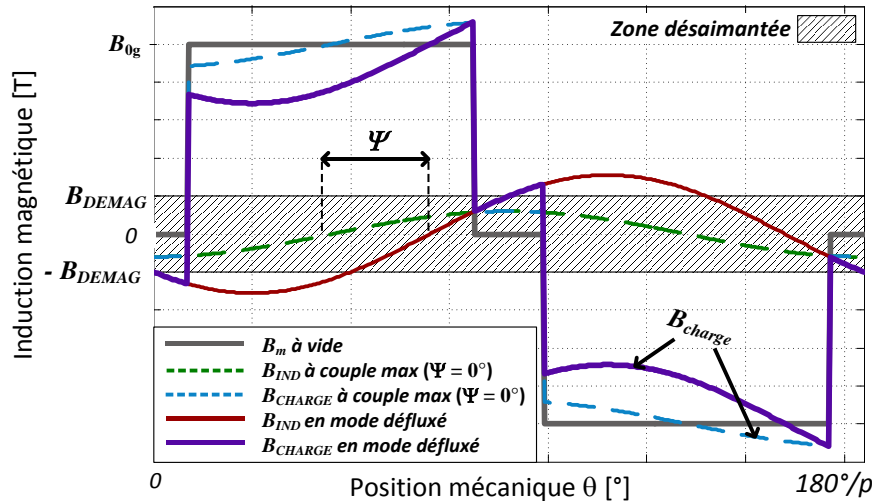


Fig. F. 2: Induction magnétique résultante d'entrefer

Nous remarquons deux comportements différents :

- le défluxage augmente l'effet de démagnétisation de réaction de l'induit. En effet, les inductions qui s'opposent peuvent atteindre le seuil défini par « B_{DEMAG} » ;
- les inductions qui se somment et qui dépassent la valeur du plateau d'induction à vide « B_{0g} » des aimants, peuvent engendrer une perte de flux. En effet, le flux accumulé peut être limité par une saturation au niveau des dents [SLE87, SLE89, LEC07] (tôles FeSi).

Par contre, concernant ce dernier comportement, au contraire du défluxage, cela ne pose pas de problème d'une aimantation irréversible des aimants. Dans notre modélisation, la valeur de saturation au niveau des dents est imposée au moins à 20 % supérieure à celle de la culasse du stator. Pour la tenue d'un point de fonctionnement, il faut que l'induction magnétique en charge « B_{CHARGE} » auquel est soumis l'aimant et qui résulte de l'intersection entre la droite de charge et sa caractéristique « $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ » soit supérieure à « B_{DEMAG} » [MIL96, MEI02].

$$B_{CHARGE} = B_m - B_{IND} \geq B_{DEMAG} \quad (F - 1)$$

Dans cette analyse de la démagnétisation des aimants, nous faisons l'hypothèse que l'aimant a une saturation uniforme [NAG05] sur une courbe de « $\mathbf{J}(\mathbf{H})$ » donnée. L'actionneur fonctionnant sur différents points de la mission de vol, le seuil « B_{DEMAG} » varie en fonction du niveau de température sur lequel l'aimant est soumis. Au Chapitre 3, dans la partie relative aux contraintes de post-dimensionnement, il est présenté les différentes valeurs de « B_{DEMAG} » considérées.

D'autres méthodes pour le défluxage sont possibles. Dans [XU95], une architecture avec une structure magnétique particulière est proposée. Dans cette structure, le courant d'axe « d » est inséré mais il n'est pas utilisé pour réduire le flux des aimants. Ce courant est plutôt utilisé pour modifier le flux lié à l'enroulement de l'induit et donc pour conserver le flux des aimants.

Annexe G :

Propriétés thermo-physiques et modes de transfert thermiques dans l'actionneur

Cette annexe aborde les raisonnements nécessaires concernant les phénomènes thermiques mis en jeu au sein de l'actionneur haute vitesse étudié.

➔ Nature de l'écoulement d'un fluide quelconque

Ecoulement laminaire

Le déplacement du fluide se fait dans des couches parallèles sans qu'elles se mélangent et sans avoir une variation de vitesse. Les particules du fluide se déplacent de manière ordonnée, tout en conservant la même position relative.

Ecoulement turbulent

Les particules du fluide ont un comportement chaotique. L'écoulement est donc non linéaire caractérisé pour avoir un état dans lequel la vitesse présente en tout point un caractère tourbillonnaire (fluctuation dans les trois dimensions).

➔ Les modes de transfert de chaleur

Il existe trois modes de transfert de chaleur dans les machines électriques : par conduction, par convection et rayonnement. Ce dernier induisant le plus souvent des conséquences mineures (voire négligeables) à l'intérieur des actionneurs électriques, nous ne le considérons pas.

Mode de transfert de chaleur par conduction [LEL09]

Il s'agit du transfert de chaleur provoqué par la différence de température entre deux milieux de l'actionneur. Dans notre modèle, nous ne considérons que le transfert thermique radial. La résistance de conduction thermique qui caractérise le transfert radial de chaleur dans un matériau à géométrie circulaire de rayon intérieur « R_1 » et extérieur « R_2 » est calculée par :

$$R_{CONDUCTION}^{TH} = \frac{1}{2\pi \lambda_{XX} l_r k_f} \ln\left(\frac{R_2}{R_1}\right) \quad (G - 1)$$

« λ_{XX} » est la conductivité thermique du matériau qui compose la couche généralisée « XX ». (culasse statorique, aimants, frette, etc...).

Pour caractériser le flux de conduction thermique à l'interface entre deux matériaux différents, soit une représentation de la discontinuité thermique, nous utilisons la notion de conductivité thermique surfacique équivalente « λ_{XX}^S ». Dans ce cas, la résistance de conduction thermique à l'interface entre deux différents matériaux est calculée par :

$$R_{CONDUCTION}^{TH} = \frac{1}{2\pi \lambda_{XX}^S l_r k_f R_{XX}} \quad (G - 2)$$

« R_{XX} » est le rayon entre les deux matériaux au niveau de leur interfaçage « XX » (culasse statorique/boîte à eau, isolant d'encoche/culasse statorique, frette/aimants, etc.).

☑ Conductivités thermiques équivalentes

Dans notre modèle thermique de l'actionneur du **Chapitre 2**, il y a deux couches qui sont composées des différents matériaux : la couche composée par les dents plus les encoches et la couche composée par les aimants plus les intercalaires.

La combinaison des différents matériaux va jouer sur la conductivité thermique équivalente de la couche où ils sont placés. L'estimation de la conductivité thermique équivalente d'une zone hétérogène, comme le bobinage statorique par exemple, reste souvent sur le domaine expérimental vu la complexité de la modélisation.

➔ Conductivité thermique de la couche dent-encoche

La couche est constituée de deux zones : le bobinage dans les encoches et les dents en matériau ferromagnétique NO20. Vu du bobinage, la conductivité thermique équivalente dépend du cuivre (pris en compte via le facteur de remplissage d'encoche « K_r »), de l'isolant des fils maillés et de la résine d'imprégnation.

Dans [BER99], un modèle expérimental considère la conductivité thermique du bobinage comme fonction du facteur de remplissage d'encoche et de la conductivité thermique radiale de l'isolant de bobinage « λ_{iso} » :

$$\lambda_{BOBINAGE} = f(K_r) \lambda_{iso} \quad (G - 3)$$

Dans [BOU09], une relation est présentée. Elle homogénéise la zone du bobinage selon l'équation :

$$\lambda_{BOBINAGE} = \lambda_{RESINE} \frac{(1+K_r) \lambda_{CUIVRE} + (1-K_r) \lambda_{RESINE}}{(1-K_r) \lambda_{CUIVRE} + (1+K_r) \lambda_{RESINE}} \quad (G - 4)$$

Elle s'avère intéressante pour notre application parce qu'elle fait intervenir analytiquement le facteur de remplissage d'encoche « K_r », un des paramètres d'optimisation de notre modélisation.

La détermination de la conductivité thermique équivalente de la couche consiste à identifier le pourcentage du flux thermique conduit par chaque zone de la couche :

$$\lambda_{dent_enc} = \left[\frac{S_{enc}}{S_{enc} + \omega_t (d_s - h_0)} \right] \lambda_{BOBINAGE} + \left[1 - \frac{S_{enc}}{S_{enc} + \omega_t (d_s - h_0)} \right] \lambda_{NO20} \quad (G - 5)$$

➔ Conductivité thermique de la couche aimant-intercalaire

La conductivité thermique de cette couche prend en compte les proportions de Sm_2Co_{17} et des intercalaires via l'épanouissement des aimants :

$$\lambda_{aim_interc} = K_p \lambda_{Sm2Co17} + (1-K_p) \lambda_{interc} \quad (G - 6)$$

☑ **Mode de transfert de chaleur par convection [LEL09] :**

Il s'agit du mode de transmission de chaleur lié au déplacement d'un fluide (l'eau dans la boîte à eau et l'air dans l'entrefer), analysé selon la composante axiale du flux considéré. Vu la complexité des phénomènes, les problèmes de convection sont souvent caractérisés par des coefficients adimensionnels exprimés ci-après :

→ **Nombre de Reynolds :**

Le nombre de Reynolds définissant le passage d'un régime laminaire à turbulent est défini par :

$$Re = \frac{v}{\mu_C} D^{hyd} \quad (G - 7)$$

où « D^{hyd} » est le diamètre hydraulique du canal (nous considérons une géométrie de cylindres concentrés), « μ_C » la viscosité cinématique du fluide, « v » la vitesse axiale du fluide dans le canal.

→ **Nombre de Prandtl :**

Le nombre de Prandtl décrit les propriétés statiques du fluide à travers une comparaison de la rapidité des phénomènes thermiques et des phénomènes hydrodynamiques du fluide.

$$Pr = \frac{\mu_C}{\alpha_f} \quad (G - 8)$$

où « α_f » est la diffusivité thermique du fluide.

→ **Nombre de Nusselt :**

Le nombre de Nusselt décrit le rapport du gradient de température dans le fluide en contact immédiat avec la surface sur le gradient de température.

$$Nu = \frac{h_{XX}}{\lambda_f} D^{hyd} \quad (G - 9)$$

où « λ_f » est la conductivité thermique du fluide ; « h_{XX} » est le coefficient d'échange par convection qui dépend de propriétés et de la nature de l'écoulement du fluide généralisé par « XX ».

→ **Coefficient d'échange par convection :**

Avoir une bonne estimation du coefficient d'échange « h_{XX} » est le point le plus délicat pour caractériser la convection forcée. Ce coefficient peut être déterminé à partir du nombre de Nusselt via l'inversion de l'équation (G - 9). Le Tab. G. 1 présente l'ordre de grandeur de « h_{XX} » des différents types de fluides considérés dans nos travaux :

TYPE DE CONVECTION		
fluide	Libre	Forcée
air	$h_{AIR} \in [5; 25]$	$h_{AIR} \in [100; 500]$
eau	$h_{EAU} \in [100; 900]$	$h_{EAU} \in [100; 15000]$

Tab. G. 1 : Ordre de grandeur du coefficient d'échange par convection pour air et eau en $W/(m^2.K)$

La résistance de convection thermique caractérise la propagation de la chaleur dans un fluide :

$$R_{CONVECTION}^{TH} = \frac{1}{h_{XX} S_{XX}} \quad (G - 10)$$

« S_{XX} » est la surface d'échange « touchée » par le fluide.

➤ Éléments du calcul des pertes aérodynamiques

Les pertes aérodynamiques sont calculées par [VRA68] :

$$P_{AERO} = f_{AERO} \cdot \pi \rho_{AIR} \cdot I_r \cdot (r_S - \delta)^4 \cdot \left(\frac{\omega_{elec}}{p} \right)^3 \quad (G - 11)$$

Pour le calcul des pertes aérodynamiques il faut trouver la valeur du coefficient de friction de l'air « f_{AERO} ». Par la suite il est présenté l'ordre des équations nécessaires à sa détermination.

La composante de flux d'air considérée est la composante tangentielle due à la rotation du rotor. Le nombre de Reynolds définit la transition dans laquelle nous passons du régime laminaire au régime turbulent du flux d'air dans l'entrefer.

$$Re_{AERO} = \frac{\delta}{\mu_{CAIR}} \cdot (r_S - \delta) \cdot \frac{\omega_{elec}}{p} \quad (G - 12)$$

La viscosité cinématique de l'air « μ_{CAIR} » étant définie par :

$$\mu_{CAIR} = \frac{\mu_{dAIR}}{\rho_{AIR}} \quad (G - 13)$$

où « μ_{dAIR} » est la viscosité dynamique de l'air (G - 14) et « ρ_{AIR} » sa masse volumique (G - 15).

$$\mu_{dAIR} = \mu_{dAIR_T_0} \cdot \frac{C_\mu + T_0}{C_\mu + T_0 + T_{AIR}} \cdot \left(\frac{T_0 + T_{AIR}}{T_0} \right)^{1.5} \quad (\text{relation de Sutherland}) \quad (G - 14)$$

$$\rho_{AIR} = \rho_{AIR_T_0} \cdot \frac{T_0}{T_0 + T_{AIR}} \quad (G - 15)$$

« C_μ » : la constante de Sutherland ; « T_0 », « $\mu_{dAIR_T_0}$ » et « $\rho_{AIR_T_0}$ » sont, respectivement, la température, viscosité dynamique et la masse volumique de l'air dans les conditions normales de température et de pression ; « T_{AIR} » est la température de l'air dans l'entrefer, considérée 100 °C.

L'actionneur étant à entrefer constant, deux régimes sont possibles pour le calcul de « f_{AERO} », selon que l'écoulement est laminaire ou turbulent. Le régime de fonctionnement dépend du nombre de Reynolds :

Régime laminaire « $Re_{AERO} \leq 1000$ »

$$f_{AERO} = \frac{2}{Re_{AERO}} \quad (G - 16)$$

Vu les vitesses de rotation élevées, le régime laminaire n'est jamais atteint. Nous fonctionnons plutôt dans le régime turbulent.

Régime turbulent « $Re_{AERO} > 1000$ »

Après le calcul de « Re_{AERO} » la valeur de « f_{AERO} » est trouvée à partir de la relation suivante :

$$\frac{1}{\sqrt{f_{AERO}}} = a_{AERO} + b_{AERO} \cdot \ln \left(Re_{AERO} \cdot \sqrt{f_{AERO}} \right) \quad (G - 17)$$

« $a_{AERO} = 2.04$ » et « $b_{AERO} = 1.768$ » sont des constantes déterminées expérimentalement [GAZ58].

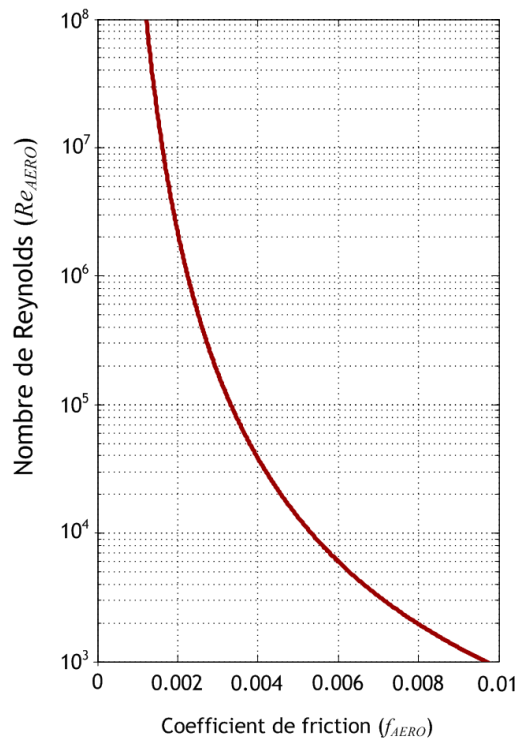


Fig. G. 1 : Relation en régime turbulent : équation (G - 17)

➔ **Éléments du modèle de la boîte à eau**

La boîte à eau est un élément fondamental du modèle thermique. Pour le refroidissement de l'actionneur, elle est considérée comme un boîtier isotherme de température « $T_{REF} = 40$ °C ».

Diamètre hydraulique, nombres de Reynolds et Prandt, surface d'échange et coefficient de convection

$$D_{EAU}^{hyd} = 2l_{wj} \quad (\text{diamètre hydraulique}) \quad (G - 18)$$

$$Re_{EAU} = \frac{v_{EAU}}{\mu_{CEAU}} D^{hyd} \quad (\text{nombre de Reynolds}) \quad (G - 19)$$

$$Pr_{EAU} = \frac{\mu_{dEAU}}{\lambda_{pEAU}} c_{pEAU} \quad (\text{nombre de Prandt}) \quad (G - 20)$$

$$S_{EXT} = 2\pi R_y^{EXT} l_r \quad (\text{surface d'échange considérée}) \quad (G - 21)$$

$$h_{wj} = \frac{\lambda_{EAU} Nu_{EAU}}{D_{EAU}^{hyd}} \quad (\text{coefficient de convection de la boîte à eau}) \quad (G - 22)$$

La relation de « Nu_{EAU} » est basée sur les études de l'écoulement des fluides dans les tubes lisses pour le cas de la convection forcée avec l'écoulement interne dans un cylindre parallèle à l'axe. Elle dépend de la valeur du nombre de Reynolds [PET70, NUSSELT, MIL99].

☑ Régime laminaire : « $Re_{EAU} \leq 3.10^3$ »

Cas d'une géométrie à cylindres concentriques :

$$Nu_{EAU} = 7.54 + \frac{0.03(D_{EAU}^{hyd}/l_r)Re_{EAU}Pr}{1 + [0.016(D_{EAU}^{hyd}/l_r)Re_{EAU}Pr]^{2/3}} \quad (G - 23)$$

☑ Régime turbulent : « $< 3.10^3 < Re_{EAU} \leq 5.10^6$ » ET « $< 0.5 < Pr_{EAU} \leq 2.10^3$ »

Cas des tubes avec de parois lisses :

$$Nu_{EAU} = \left(\frac{f_{EAU}}{8} \right) \frac{(Re_{EAU} - 10^3)Pr_{EAU}}{\left[1 + 12.7 \sqrt{\frac{f_{EAU}}{8}} \left(Pr_{EAU}^{2/3} - 1 \right) \right]} \quad (G - 24)$$

où « f_{EAU} » représente le coefficient de friction, donné par :

$$f_{EAU} = \frac{1}{[0.79 \log(Re_{EAU}) - 1.64]^2} \quad (G - 25)$$

Une autre estimation pour le calcul de « f_{EAU} » se rapprochant de l'équation est présentée dans les travaux de [ZAG04].

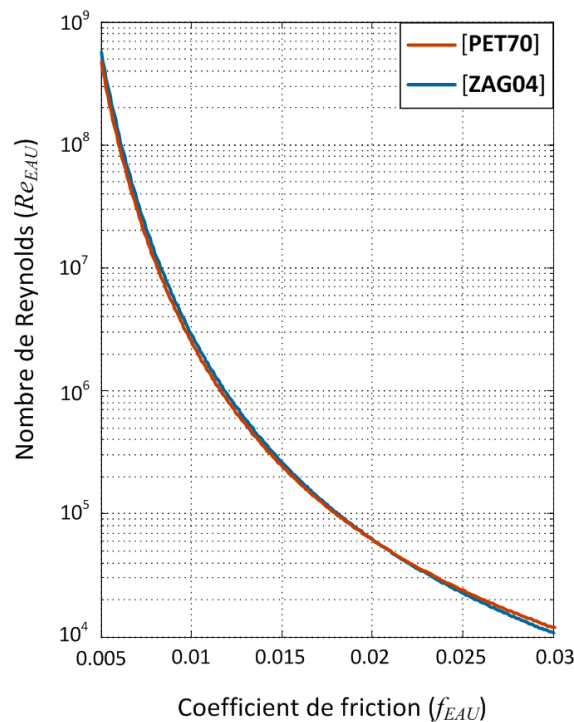


Fig. G. 2 : Relation en régime turbulent : [PET70, ZAG04]

L'étude de la convection dans les actionneurs haute vitesse est un domaine en pleine expansion. Nous pouvons citer les travaux de [SAA98, BOU98, FAS07, JAA09, POP10, LAL11].

➤ Transfert de chaleur dans l'entrefer : couplage stator/rotor

L'épaisseur de l'entrefer mécanique joue sur le refroidissement de l'actionneur. Le fluide d'air dans l'entrefer lors de la rotation pour atteindre les points de la mission de vol a aussi pour rôle d'évacuer la chaleur produite dans le rotor et de favoriser le refroidissement d'une partie du stator.

Le rotor, étant confiné à l'intérieur de l'actionneur, il subit les contraintes de chaleur les plus importantes. Son refroidissement est plus délicat (par rapport au stator). La surchauffe du rotor (liée aux pertes aérodynamiques, aux pertes dans les aimants,...) peut causer par exemple :

- ➔ l'affaiblissement de l'induction rémanente des aimants, c'est à dire un changement de la droite de recul sur la courbe « **B(H)** », préjudiciable au regard des performances électromécaniques de l'actionneur (chute directe du couple) ;
- ➔ la démagnétisation des aimants permanents : en plus de l'effet du défluxage, précédemment présenté, l'échauffement peut déplacer la caractéristique rectangulaire de l'aimant, sur la courbe « **J(H)** », définie par le champ de rigidité limite « H_k ». Par conséquent, le changement de la droite de recul en mode désaimanté peut conduire à la démagnétisation irréversible partielle ou totale des aimants ;
- ➔ la dilatation thermique des composants du rotor : dommages de la frette de maintien qui peut subir un étirement suivi d'une rupture dû à une dilation thermique qui ne suit pas la dilatation des autres composants du rotor ;
- ➔ l'endommagement des colles, des résines et conduire à un décollage des aimants.

Vis-à-vis du comportement de l'air dans l'entrefer, lorsque le rotor tourne aux hautes vitesses demandées, l'air est soumis à un phénomène de tourbillonnement toroïdal (conduite spiralée ou tourbillons de Taylor). Ce déplacement de l'air associé à des forces centrifuges caractérise un phénomène de convection vu que la chaleur est transmise par le déplacement de l'air dans l'entrefer mécanique.

Nous considérons qu'il n'y a pas de débit d'air imposé dans le rotor dans la direction axiale de l'actionneur, donc un nombre de Reynolds nul : « $Re_{ENT} = 0$ » (le rotor n'est pas refroidi). La convection dans l'entrefer n'est due qu'au tourbillonnement lors de la rotation du rotor [GLI08].

Le coefficient d'échange par convection dépend principalement des propriétés de l'air, de la vitesse de rotation du rotor et de l'épaisseur de l'entrefer. La corrélation des transferts convectifs entre le rotor et le stator est caractérisée par l'écoulement de Taylor [TAY23, TAY35, GAZ58], décrit par le nombre de Taylor « Ta » :

$$Ta = \left(\frac{\omega_{elec}}{P} \right)^2 \frac{\delta^3 r_{entrefer}^{moy}}{\mu_{AIR}} \quad (G - 26)$$

$$r_{entrefer}^{moy} = \frac{\delta}{\ln \left(\frac{r_s}{R_{frette}^{EXT}} \right)} \quad (G - 27)$$

$$Ta_M = \frac{Ta}{F_g} \quad (G - 28)$$

« Ta_M » est le nombre de Taylor modifié. Il prend en compte la géométrie du rotor et l'épaisseur d'entrefer mécanique via le facteur géométrique « F_g ».

Pour des moteurs avec un faible entrefer mécanique, « F_g » tend vers l'unité « $Ta \sim Ta_M$ » :

$$F_g = \frac{\pi^4}{3394 P} \left(1 + \frac{r_s}{R_{frette}^{EXT}} \right) \quad (G - 29)$$

$$P = 0.0571 \left(1 - 0.652 \frac{\delta}{R_{frette}^{EXT}} \right) + \frac{0.00056}{\left(1 - 0.652 \frac{\delta}{R_{frette}^{EXT}} \right)} \quad (G - 30)$$

L'intérêt du calcul de « Ta_M » est de pouvoir remonter au coefficient d'échange « h_{ENT} » via le nombre de Nusselt à partir de la relation empirique suivante, appliqué à l'architecture à rotor lisses :

$$Nu_{AIR} = a_{ENT} (Ta_M)^{b_{ENT}} \quad (G - 31)$$

Les valeurs de coefficients empiriques « a_{ENT} » et « b_{ENT} » sont données dans [BEC62, LAL11]. Les plus utilisés sont présentés par la suite.

Nombre de Nusselt :

✓ **Régime laminaire :**

$$Nu_{EAU} = 2 \quad Ta_M \leq 1994 \quad (G - 32)$$

✓ **Régime turbulent (entrefers lisses – bonne précision pour de vitesses inférieures à 10 000 tr/minute) :**

a_{ENT}	b_{ENT}	ΔTa_M
0.128	0.367	$2 \cdot 10^3 < Ta_M < 10^4$
0.409	0.241	$10^4 < Ta_M < 3.3 \cdot 10^5$

(G - 33)

(G - 34)

Régime turbulent (entrefer encoché : effets des ouvertures d'encoche) :

a_{ENT}	b_{ENT}	ΔTa_M
0.264	0.3	$6 \cdot 10^3 < Ta_M < 1.4 \cdot 10^6$
0.058	0.4	$1.4 \cdot 10^6 < Ta_M < 2 \cdot 10^7$

(G - 35)

(G - 36)

Diamètre hydraulique, surface d'échange et coefficient de convection :

$$D_{AIR}^{hyd} = 2\delta \quad (\text{diamètre hydraulique}) \quad (G - 37)$$

$$S_{entrefers}^{moy} = 2\pi r_{entrefers}^{moy} l_r \quad (\text{surface d'échange considérée}) \quad (G - 38)$$

$$h_{ENT} = \frac{Nu_{EAU} \lambda_{EAU}}{D_{AIR}^{hyd}} \quad (\text{coefficient de convection de la boîte à eau}) \quad (G - 39)$$

où « λ_{AIR} » est la conductivité thermique de l'air, donnée par la relation de Sutherland [HEU79] :

$$\lambda_{AIR} = \lambda_{AIR-T_0} \frac{C_\lambda + T_0}{C_\lambda + T_0 + T_{AIR}} \left(\frac{T_0 + T_{AIR}}{T_0} \right)^{1.5} \quad (G - 40)$$

« λ_{AIR-T_0} » est la conductivité thermique de l'air dans les conditions normales de température et de pression ; « C_λ » est la constante de Sutherland.

Annexe H :

Pertes dans les aimants permanents

La Fig. H. 1 illustre le phénomène de génération des courants induits dans les aimants permanents de l'actionneur. Le cas présenté est simplifié à « $N_{\text{ep}} = 1$ ». Les tuiles aimantées sont considérées comme de masses conductrices. Elles sont caractérisées aussi pour avoir une résistivité électrique « ρ_{Sm2Co17} » être donc le siège de courants induits de densité « J_{ia} ».

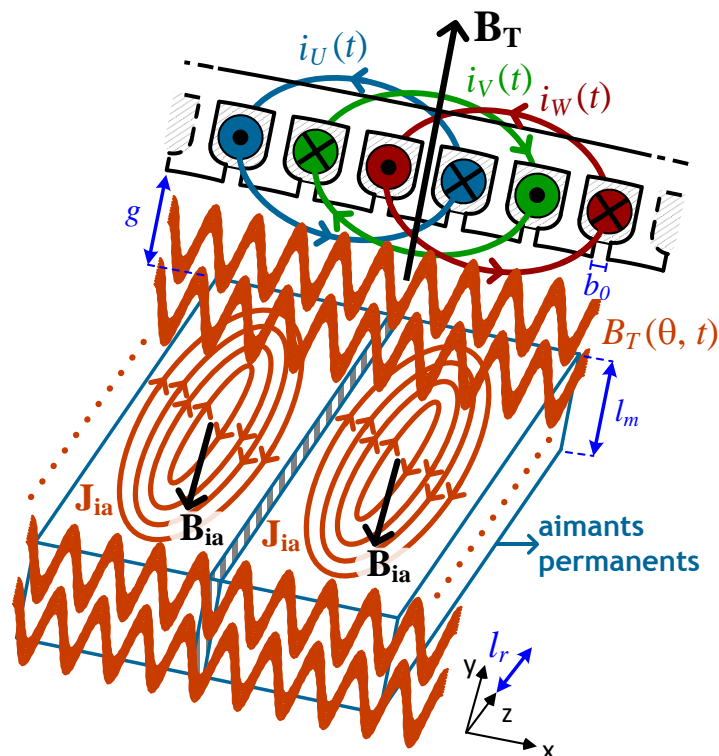


Fig. H. 1 : Stator : répartition spatiale des courants ; Rotor : courants induits dans les aimants permanents

Il faut préciser que le modèle considère aussi que les aimants sont en régime non saturé. Par la suite le phénomène est décrit ainsi que la présentation du modèle du calcul des pertes dans les aimants utilisé.

Force magnétomotrice dans l'entrefer

Lorsque nous nous déplaçons le long de l'entrefer, à chaque passage devant une encoche, « nous voyons », le courant total dans l'encoche. Au fur et à mesure que nous avançons, l'entrefer voit une somme algébrique cumulée des courants circulant dans les encoches.

Cette somme qui caractérise la loi d'Ampère (première des équations de Maxwell présentées dans le **Chapitre 2**) définit la force magnétomotrice « f_{MM} » (Ampères-tours).

$$f_{MM}(\theta, t) = f(\theta) \cdot \sum_k i_k(t) \quad (H-1)$$

« $f(\theta)$ » représente la fonction de distribution du mode de bobinage de l'actionneur (harmoniques d'espace) le long de l'alésage représentée par la position angulaire « θ » (angle mécanique dans le repère stationnaire de la phase « U ») ; « $\sum i_k(t)$ » représente la somme des courants dans l'encoche à un instant donné (harmoniques de temps). Dans le cas d'un bobinage à pas raccourci, nous avons la somme des courants de différentes phases.

☑ Variation de l'induction magnétique dans l'entrefer : courants induits dans les aimants

A partir de l'équation de la force magnétomotrice, nous constatons que le champ magnétique d'entrefer, donc l'induction magnétique d'entrefer est une fonction variable dans le temps, représentée par « B_T » (variation macroscopique) dans la figure Fig. H. 1.

$$\mathbf{B}_T(\theta, t) = \mu_0 \cdot \frac{f_{MM}(\theta, t)}{\frac{l_m}{\mu_r} + g} \quad (H - 2)$$

Vis-à-vis des aimants, « B_T » est donc considéré comme étant un champ externe. A partir de l'expression de la magnétodynamique (troisième des équations de Maxwell présentées dans le **Chapitre 2**), la variation temporelle d'induction « B_T » induit un champ électrique « E_{ia} » à l'intérieur des aimants « $-\partial \mathbf{B}_T / \partial t$ » [POL99].

La relation de constitution « $E_{ia} = \sigma \cdot J_{ia}$ » montre qu'il y aura une circulation de courants induits. Ces courants sont représentés dans la Fig. H. 1 par des « anneaux » de courant et génèrent donc un champ opposé à « B_T », noté « B_{ia} ». L'échauffement dû à ces courants induits engendre donc des pertes dans les aimants. L'origine de ces pertes est donc liée à la forme de la force magnétomotrice de l'entrefer et l'intensité de ces pertes est principalement due :

- aux harmoniques d'espace « ν » de force magnétomotrice liées à la distribution spatiale réelle non-sinusoidale des enroulements (type et distribution du bobinage, nombre d'encoches, etc...) [LAJ82] ;
- aux harmoniques de temps « u » liées à l'alimentation (stratégie de commande de l'onduleur, MLI, etc...) [DEN98] ;
- à la géométrie d'encoche : format et longueur des becs d'encoches [BOU81, ALM08].

☑ Harmoniques d'espace « ν » qui causent les pertes dans les aimants : cas « 3ϕ » équilibré

Basé sur le théorème de Ferraris (champ tournant dans un système d'espace parcouru par des courants sinusoïdaux équilibrés), il est démontré pour les bobinages convenablement répartis que seuls les harmoniques d'espace impairs et non multiples de 3 influencent qualitativement les pertes dans les aimants de l'actionneur [STM01, HOW03]. De plus, par rapport au fondamental du champ tournant principal, les harmoniques sont classés dans le sens de rotation inverse du champ principal (harmoniques « arrières » ou « *backward harmonics* ») et dans le sens direct du champ principal (harmoniques « avant » ou « *forward harmonics* ») [LUY06] cf. Tab. H. 1.

Forward harmonic orders : $\nu = 6.k+1$	1	-	7	-	13	-	19	-	25	-	31	-	37	-	43	...
Backward harmonic orders : $\nu = 6.k-1$	-	5	-	11	-	17	-	23	-	29	-	35	-	41	-	...

Tab. H. 1: Harmoniques de champ direct et de champ inverse ($k = 0, 1, 2, 3, \dots$)

☑ Relation entre les harmoniques de temps « u » et d'espace « v » : cas triphasé

Le type de bobinage utilisé étant distribué (*overlapping winding*) et symétrique, nous utilisons la relation suivante (basée sur [VEE97, SCH04]) entre les harmoniques de temps et d'espace :

$$|u - v| = 0, 6, 12, 18, \dots \text{ et } (u + v) = 6, 12, 18, 24, \dots \quad (H - 3)$$

$$v = 6 \cdot k \pm u \quad (H - 4)$$

où $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$

☑ Formulation du problème électromagnétique

Compte tenu des hypothèses simplificatrices, le problème électromagnétique peut être résolu en terme de potentiel vecteur « \mathbf{A} » ($\mathbf{B}_T = \nabla \wedge \mathbf{A}$) [NOG05], avec l'hypothèse que le champ magnétique a une divergence nulle. Le flux de gradient entrant est donc égal au flux sortant de ce potentiel entre les rayons de la culasse rotorique et dans un point de rayon r de l'entrefer.

$$\Delta \mathbf{A} = 0 \quad (\text{équation de Laplace}) \quad (H - 5)$$

L'invariance par translation dit que le champ « \mathbf{B}_T » est perpendiculaire à l'axe « z » cf. Fig. H. 1, le potentiel vecteur « \mathbf{A} » est donc orienté vers le même axe (direction du vecteur unitaire « \mathbf{k} »). Autrement dit, « $\mathbf{A} = A \mathbf{k}$ ». L'expression de « A », étant scalaire, est exprimée en coordonnées cylindriques :

$$\frac{\partial^2}{\partial r^2} A + \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} A + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial^2}{\partial \theta^2} A = 0 \quad (H - 6)$$

La résolution de cette équation à dérivées partielles admet une solution de la forme [ANG82]:

$$A(r, \theta) = \sum_u^{\infty} [\lambda_1(v) \cdot r^{v \cdot p} + \lambda_2(v) \cdot r^{-v \cdot p}] \cdot [\lambda_3(v) \cdot \cos(v \cdot p \cdot \theta) + \lambda_4(v) \cdot \sin(v \cdot p \cdot \theta)] \quad (H - 7)$$

Dans ce système de coordonnées cylindriques, les composantes radiales et tangentielles de « \mathbf{B}_T » sont :

$$B_{Tr} = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial \theta} A \quad (H - 8)$$

$$B_{T\theta} = -\frac{\partial}{\partial r} A \quad (H - 9)$$

et les conditions de passage auxquelles le champ électromagnétique est soumis en résultent :

$$B_{T\theta} \Big|_{r=R_m^{INT}} = 0 \quad (\text{condition sur } \nabla \cdot \mathbf{B} = 0) \quad (H - 10)$$

$$B_{T\theta} \Big|_{r=r_s} = \mu_0 \cdot k_s \quad (\text{condition sur } \nabla \wedge \mathbf{H} = \mathbf{J}) \quad (H - 11)$$

où « k_s » est la densité de courant linéique équivalente distribuée le long de l'alésage.

☑ Densité de courant linéique équivalente

La densité de courant équivalente ramenée à l'ouverture d'une encoche « b_0 » dépend de la position mécanique (encoche considérée) et du temps (amplitudes des courants à un instant donné). Dans [CARO09] la méthode de calcul est présentée. La relation peut être généralisée [SCH04] :

$$k_S(r_S, \theta, t) = m \cdot \frac{N_{ph}}{\pi \cdot r_S} \sum_u^{\infty} I_u(u) \sum_v^{\infty} K_b(v) \cdot \sin[u \cdot \omega_{elec} \cdot t \pm v \cdot p \cdot \theta + \theta_u] \quad (H - 12)$$

où « m » est le nombre de phases ; « N_{ph} » est le nombre de spires en série par phase (H - 13) ; « $I_u(u)$ » et « θ_u » représentent l'amplitude et la phase de l'harmonique de courant ; « $K_b(v)$ » est le facteur de bobinage.

$$N_{ph} = p \cdot N_{cc} \cdot N_{ep} \quad (H - 13)$$

L'expression du facteur de bobinage « $K_b(v)$ » (présenté dans l'Annexe D), est modifiée pour un pas raccourci de « $\beta = 5/6$ ». Le produit « $k_d(v) \cdot k_{rac}(v)$ » devient :

$$k_d(v) \cdot k_{rac}(v) = \cos^2\left(v \cdot \frac{\gamma}{2}\right) = \cos^2\left(v \cdot \frac{p \cdot \pi}{N_{enc}}\right) \quad (H - 14)$$

Pour avoir l'influence de cette densité de courant distribuée sur les aimants et donc pouvoir calculer les pertes, nous avons besoin de ramener « θ » dans le repère rotorique « θ_R » via « $\theta = \theta_R + \omega_{elec} \cdot t/p$ ».

$$k_S(r_S, \theta_R, t) = \sum_u^{\infty} \sum_v^{\infty} k_{uv}(u, v) \cdot \sin[(u \pm v) \cdot \omega_{elec} \cdot t \pm v \cdot p \cdot \theta_R + \theta_u] \quad (H - 15)$$

$$k_{uv}(u, v) = m \cdot \frac{N_S}{4 \cdot r_S} \cdot I_u(u) \quad (H - 16)$$

« N_S » est le nombre de spires en série par phase distribuées sinusoidalement (H - 17) :

$$N_S = \frac{4}{\pi} \cdot N_{ph} \cdot K_{b(1)} \quad (H - 17)$$

Dans le repère rotorique, la solution du potentiel vecteur est présentée :

$$A(r, \theta_R, t) = \mu_m \cdot \sum_u^{\infty} \sum_v^{\infty} \frac{k_{uv}(u, v) \cdot r_S^{(1-v \cdot p)}}{v \cdot p \cdot G_v(v)} \cdot \left[r^{v \cdot p} + (R_m^{INT})^{2 \cdot v \cdot p} \cdot r^{-v \cdot p} \right] \cdot \sin[(u \pm v) \cdot \omega_{elec} \cdot t + v \cdot p \cdot \theta_R + \theta_u] \quad (H - 18)$$

Les courants induits causés par la variation du champ « \mathbf{B}_T » sont calculés [POL99, HOW00] par :

$$J_{ia}(r, \theta_R, t) = -\frac{1}{\rho_{Sm2Co17}} \cdot \frac{\partial}{\partial t} A(r, \theta_R, t) + c(t) \quad (H - 19)$$

« $c(t)$ » est une constante d'intégration à un instant donné qui force la somme des courants induits « I_{ia} » circulant dans chaque aimant à zéro ; où « $\rho_{Sm2Co17}$ » est la résistivité de l'aimant. Autrement dit, l'intégration de la surface 2D de l'aimant est nulle.

$$I_{ia}(t) = \int_{R_m^{INT}}^{R_m^{EXT}} \int_{-(\theta_{magnet}/2)}^{(\theta_{magnet}/2)} J_{ia}(r, \theta_R, t) \cdot r \cdot dr \cdot d\theta_R = 0 \quad (H - 20)$$

Annexe I :

Validation du modèle de dimensionnement : comparatif avec la solution MSP 70 kW

Nous présentons la solution de référence de LIEBHERR Aerospace Toulouse et les résultats de validation du modèle de dimensionnement développé.

<input checked="" type="checkbox"/> GEOMETRIE		Valeurs du modèle développé	Valeurs de référence	Erreur [%]
Dimensions considérées	Notation			
STATOR				
rayon d'alésage	r_s [mm]	38.41	38.00	1.1
largeur de dent	ω_t [mm]	6.68	6.84	2.3
épaisseur de la culasse	d_y [mm]	14.17	12.00	18.1
profondeur d'encoche	d_s [mm]	27.29	27.00	1.1
largeur du fond d'encoche	ω_s [mm]	10.52	10.18	3.3
longueur du paquet de tôles	l_r [mm]	87.16	86.24	1.1
ROTOR/ENTREFER				
entrefer mécanique	δ [mm]	2.27	2.00	13.5
hauteur d'aimant	l_m [mm]	8.44	8.50	0.7
épaisseur de culasse	d_r [mm]	8.36	8.50	1.7
largeur d'aimant	ω_m [mm]	46.57	45.99	1.3
FRETTE				
épaisseur	s [mm]	4.73	5.00	5.4

Tab. I. 1 : Dimensions géométriques de l'actionneur de référence MSP 70 kW

<input checked="" type="checkbox"/> SURFACES		Valeurs du modèle développé	Valeurs de référence	Erreur [%]
Surfaces considérées	Notation			
Surface totale d'encoche	S_{enc} [mm ²]	182.28	171.76	6.1
Surface de cuivre	S_{CU} [mm ²]	66.53	62.69	6.1

Tab. I. 2 : Surfaces d'encoche et de cuivre de l'actionneur de référence MSP 70 kW

<input checked="" type="checkbox"/> PARAMETRES ELECTRIQUES ET MAGNETIQUES		Valeurs du modèle développé	Valeurs de référence	Erreur [%]
Paramètres considérés	Notation			
MODELE CIRCUIT ELECTRIQUE				
inductance :				
- synchrone	L_{SYNC} [μH]	98.84	104.26	5.6
- têtes de bobine	L_{tetes_bob} [μH]	30.18	25.88	16.6
résistance statorique	R_S [mΩ]	7.78	7.34	6.1
constante de temps	τ_{elec} [ms]	12.65	14.21	11.0
MODELE MAGNETIQUE				
constante de FCEM	K_{FEM} [Vs]	0.052	0.053	2.6
induction magnétique à vide dans l'entrefer (valeur crête)	$\sqrt{2} \cdot B_{1g}$ [T]	0.51	0.52	2.4
flux à vide (valeur crête)	Φ_{VIDE} [mWb]	26.03	26.60	2.2
perméance de l'aimant	P [na]	1.54	1.55	0.7

Tab. I. 3 : Paramètres électriques et magnétiques de l'actionneur de référence MSP 70 kW

<input checked="" type="checkbox"/> MASSES		Valeurs du modèle développé	Valeurs de référence	Erreur [%]
Masses considérées	Notation			
STATOR				
culasse	M_{CS} [kg]	4.29	-	
dents	M_{DENTS} [kg]	2.97	-	
TOTAL	M_{STATOR} [kg]	7.26	~ 7.00	3.7
CUIVRE				
dans les encoches	M_{CUIVRE_ENC} [kg]	1.25	-	
- du total de cuivre	[%]	38.45	~ 40	
des têtes de bobines	M_{TETES_BOB} [kg]	2.00	-	
- pourcentage du total de cuivre	[%]	61.55	~ 60	
TOTAL	M_{CUIVRE} [kg]	3.24	~ 3.00	8
ROTOR				
culasse	M_{CR} [kg]	0.662	0.789	
aimants	$M_{AIMANTS}$ [kg]	0.985	1.064	
frette	M_{FRETTE} [kg]	0.157	0.166	
intercalaires	M_{INTERC} [g]	0.019	-	
TOTAL	M_{ROTOR} [kg]	1.82	~ 2.00	8.8

Tab. I. 4 : Masses de l'actionneur de référence MSP 70 kW

Annexe J :

Evolution du Front « Pareto actionneur »

Cette annexe présente par secteur du front « Pareto actionneur » les couplages caractérisant les différents comportements des actionneurs le long du front optimal. L'étude vise à apprendre certains des phénomènes liés à la problématique de conception d'actionneurs.

☑ Secteur 1 : pertes moyennes $\in [814 \text{ W}, 943 \text{ W}] \Rightarrow$ REGIME DEFLUXE

Ces actionneurs présentent les plus faibles pertes moyennes et ont les plus grands entrefers équivalents « g ». L'épaisseur de frette « s » étant similaire pour toutes solutions du front, les actionneurs de ce secteur ont donc les entrefers mécaniques « δ » les plus grands. Malgré la butée maximale de température des aimants « $T_{AIMANTS}$ » du point de 70 kW, cela permet de concevoir des actionneurs avec un fort angle de défluxage « Ψ » à ce point, sans causer la désaimantation des aimants. En effet, ces actionneurs ont les inductions magnétiques résultantes dans l'entrefer en charge « B_{CHARGE} » les plus grandes de tout le front.

Les grandes valeurs d'entrefer « g » demandent aussi des aimants avec grand épanouissement d'aimant « K_p ». En effet, dans notre formulation, un épanouissement d'aimant élevé maximise la hauteur d'aimant « l_m » donc l'amplitude de l'induction dans l'entrefer « B_{1g} ». Autrement dit, d'un côté les grands entrefers « g » ont la tendance à dégrader les performances magnétiques et d'autre part, les grands épanouissements d'aimants « K_p » cherchent à compenser cet effet et assurer les performances magnétiques demandées.

Concernant le point de base, la combinaison d'un fort couple de base « T_{bp} » avec une faible vitesse de base « N_{bp} » permet l'exploitation d'un fonctionnement en régime défluxé. Ces actionneurs ont les inductances synchrones « L_{SYNC} » les plus grandes, donc les niveaux de courant « I_U » les plus faibles (plus forte impédance associée).

La réduction de la masse totale des actionneurs est suivie d'une augmentation de l'induction magnétique dans la culasse « B_y » et dans les dents « B_t ». Pour assurer la vitesse du point de base « N_{bp} », en butée minimale de 28 000 tr/min tout en fonctionnant dans un régime défluxé, l'optimiseur augmente très légèrement le couple de base « T_{bp} ».

La vitesse de base « N_{bp} » en butée minimale est assurée par l'augmentation du flux à vide « Φ_{VIDE} » des aimants suivi de la chute de l'inductance synchrone « L_{SYNC} ». Le nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » présente une faible variation. L'augmentation de la constante de force électromotrice « K_{FEM} » déplace légèrement le couple de base « T_{bp} » jusqu'à arriver en butée maximale de contrainte de 20 Nm. La transposition de cet effet isolé sur le plan couple-vitesse permet de vérifier qu'une augmentation de la constante « K_{FEM} » déplace le point de base avec une diminution de la vitesse de base « N_{bp} » et une augmentation du couple de base « T_{bp} ». Cet effet de compensation permet d'assurer le positionnement dans le plan couple vitesse et d'assurer le fonctionnement en régime défluxé de ce secteur.

Les aimants sont en butée thermique maximale « $T_{AIMANTS} = 250 \text{ °C}$ » du point de puissance maximale de 70 kW (point de défluxage le plus élevé). L'optimiseur priorisant le fonctionnement en mode défluxé diminue la valeur de l'épanouissement d'aimant « K_p ». Cela permet de réduire la résistance thermique « R_{aim_interc} » de la couche équivalente « aimants + intercalaires » assurant le respect de la butée thermique maximale des aimants.

Le rayon d'alésage « r_s » étant quasiment constant (environ 37.5 mm) sur l'ensemble des solutions de ce secteur, la longueur du paquet de tôles « l_r », pour assurer la faisabilité mécanique de l'actionneur, suit les mêmes variations. La chute de la hauteur d'encoche « d_s » et de la largeur de dent « ω_r » se fait au détriment d'une augmentation de la largeur du fond d'encoche « ω_s ». Cela explique la croissance lente de la densité efficace de courant du point de base « J_s », liée à une décroissance lente elle aussi de la surface d'encoche « S_{enc} ».

A nombre de paires de pôles « p » constant, la réduction de la longueur des têtes de bobine « l_{tetes_bob} », donc de l'inductance des têtes de bobine « L_{tetes_bob} » est liée à la diminution de la hauteur d'encoche « d_s » et de l'épaisseur de la culasse du stator « d_y ». La plus grande variation est attribuée à l'inductance synchrone « L_{SYNC} » comparée à celle de la résistance statorique « R_s » (plutôt croissante) qui caractérise une chute de la constante de temps électrique « τ_{elec} » de l'actionneur.

L'épaisseur de la frette de maintien « s » et de l'entrefer mécanique « δ » ont de faibles variations tout en ayant un entrefer équivalent « g » lui aussi constant. L'entrefer équivalent et le rayon d'alésage étant quasiment constants, l'augmentation de l'épaisseur de la culasse rotorique « d_r » se fait dans les mêmes proportions que les réductions de la hauteur d'aimant « l_m » et de la largeur d'aimant « ω_m » (ces deux derniers paramètres étant évidemment associés à la chute de « K_p »). Le volume du rotor étant figé par une faible variation de l'alésage et de la longueur active et de l'entrefer mécanique, la chute de la perméance « P » des aimants est liée à la réduction de la hauteur « l_m ». La baisse de « l_m » et la réduction de l'épanouissement des aimants « K_p » font aussi chuter l'amplitude de l'induction à vide dans l'entrefer « B_{1g} ».

La réduction de masse de la culasse statorique « M_{CS} » est associée aux chutes de l'épaisseur de culasse « d_y » et de la hauteur d'encoche « d_s ». La diminution de ce paramètre avec la réduction de l'épaisseur de la largeur des dents « ω_r » expliquent les gains de masse des dents statoriques « M_{DENTS} ». Nous pouvons constater que la longueur active « l_r » reste quasi constante.

D'autre part, à coefficient de remplissage d'encoche « K_r » quasi-constant, la réduction de la largeur des dents « ω_r » et de la hauteur d'encoche « d_s » conduit à l'augmentation de la largeur du fond d'encoche « ω_s » et à la réduction de la surface utile d'encoche « S_{CU} », soit à une diminution de la masse de cuivre dans les encoches « M_{CUIVRE_ENC} ». La longueur des têtes de bobines présente aussi une atténuation via les réductions de l'épaisseur de culasse « d_y » et de la hauteur d'encoche « d_s » à nombre de paires de pôles « p » constant engendrant aussi la réduction de la masse de cuivre des têtes de bobine « M_{TETES_BOB} ».

Par rapport aux masses rotoriques, la thermique étant priorisée, toutes les frettes dimensionnées sont en titane. Le rayon externe du rotor est à peu près constant, et la masse de la frette « M_{FRETTE} » de maintien reste donc constante. La baisse de la masse des aimants « $M_{AIMANTS}$ » est associée à la diminution de l'épanouissement des aimants « K_p » et de la hauteur des aimants « l_m ». L'augmentation de la masse de culasse rotorique « M_{CR} » est liée à l'augmentation de la l'épaisseur de la culasse rotorique « d_r ».

Les actionneurs ont une impédance avec de faibles variations. Les niveaux de courant demandés étant similaires, les pertes Joule moyennes « $\langle P_J \rangle$ » restent constantes. Les géométries du rotor étant semblables, les pertes aérodynamiques « $\langle P_{AERO} \rangle$ » et les pertes dans les aimants « $\langle P_{AIMANTS} \rangle$ » moyennes restent aussi localement constantes dans ce secteur.

Les pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » sont en augmentation. La réduction de l'épaisseur de la culasse statorique « d_y » augmente les niveaux d'induction dans la culasse « B_y » et dans les dents « B_t ». En effet, le fonctionnement en régime défluxé de ces actionneurs est le moyen de ralentir l'évolution de ces pertes.

Les niveaux de courant de phase statorique « I_U » étant les plus faibles parmi les actionneurs du front, cela permet d'avoir angles de défluxage « Ψ » importants, d'environ 30 °, sans causer la désaimantation des aimants. Les forts angles de défluxage « Ψ » sont caractérisés par des courants d'axe « q » les plus faibles, donc des courants d'axe « d » les plus grands dans le repère de Park.

Le fait d'avoir le plus grand nombre de conducteurs par encoche « N_{ce} » leur attribuent aussi les plus grands indices de modulation « m_a ». Les plus grandes dimensions de ces actionneurs garantissent les densités de courant « J_U » les plus faibles par point au cours de la mission de vol. D'autre part, le défluxage améliore les performances des actionneurs. Par exemple, l'amélioration du rendement « η » et du facteur de puissance « $\cos(\phi)$ ».

☑ Secteur 2 : pertes moyennes €[952 W, 1.1 kW] ➡ REGIME DE SURCOUPLE

La croissance des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » couplée à l'augmentation de l'induction dans la culasse statorique « B_y » du secteur 1 a mené à une discontinuité du point de base. La vitesse de base « N_{bp} » passe de la contrainte minimale à la contrainte maximale de domaine. Cette discontinuité est suivie d'une continuité de la butée maximale de température des aimants « $T_{AIMANTS}$ » au point à 70 kW.

L'optimiseur cherche à réduire au maximum les dimensions du rotor priorisant maintenant le fonctionnement en surcouple sans défluxage. La vitesse de base « N_{bp} » de 55 000 tr/min permet d'aller chercher de faibles valeurs de couple de base « T_{bp} ». Dans le but de réduire la masse totale, la discontinuité du point de base engendre une discontinuité du rayon d'alésage « r_s ». Le rayon est minimisé par la réduction de la valeur du couple de base « T_{bp} » et la de l'accroissement de la densité efficace de courant du point de base « J_s ». Vu que les différentes parties du modèle de dimensionnement (géométrie, magnétique, électrique, thermique, etc.) sont dépendantes de ce rayon, la discontinuité est rencontrée partout. Par exemple, le changement brut de l'alésage fait tomber la longueur des têtes de bobine, et réduit donc de la masse de cuivre. Nous observons une diminution des inductances synchrone et des têtes de bobine.

Lors de la transition, la réduction de la géométrie du rotor a permis de diminuer les pertes aérodynamiques moyennes « $\langle P_{AERO} \rangle$ » mais a augmenté les pertes moyennes dans les aimants « $\langle P_{AIMANTS} \rangle$ ». Afin de réduire la résistance thermique de la couche « aimants + intercalaires », une discontinuité de l'épanouissement des aimants « K_p » est observée. Cela permet la continuité en température maximale des aimants au point de 70 kW.

Malgré l'augmentation des pertes moyennes dans les aimants, nous constatons que les pertes locales dans les aimants au point de 70 kW ont baissé. Afin de réduire la masse totale exploitant au maximum le circuit thermique, l'augmentation des pertes moyennes totales des actionneurs est aussi liée à la réduction de l'entrefer mécanique « δ ».

Nous pouvons dire qu'au moment de la transition, l'optimiseur a trouvé la configuration géométrique du rotor de masse minimale à induction dans la culasse du stator « B_y » minimale. En effet, point de vue de la thermique, avec la commutation du point de base, l'optimiseur a trouvé la valeur maximale de la résistance d'entrefer « $R_{entrefer}$ ». Cette valeur minimise donc la surface d'échange de la branche thermique du rotor à nombre de paires de pôles « $p = 2$ ».

Avec le déplacement du point de base à haute vitesse, les pertes fer ont pu chuter lors de la transition. En effet, avec le changement de la stratégie de pilotage, l'optimiseur a pu réduire l'induction dans la culasse « B_y » et dans les dents « B_t ».

Nous remarquons aussi que le passage des actionneurs fonctionnant en mode défluxé au mode en surcouple est suivi d'une augmentation des épaisseurs de culasse « d_y » et de largeur des dents du stator « ω_t ». L'autre caractéristique remarquable lors du passage du secteur 1 au secteur 2 est la présence d'une configuration à masse minimale, en butée thermique d'aimants et en butée de contrainte de démagnétisation d'aimant. Par la suite, nous observons que le rayon d'alésage « r_s » augmente et que la tenue de la butée maximale en température est aussi assurée via une augmentation des dimensions du rotor. Cela permet aux nouveaux actionneurs de s'éloigner du seuil de démagnétisation tout en restant à température maximale au point de 70 kW.

Les actionneurs de ce secteur ont des niveaux de courant « I_U » en surcouple plus élevés par point de la mission de vol, donc des pertes Joules moyennes « $\langle P_J \rangle$ » plus élevées. Ces configurations présentent les densités de courant « J_U » par point de mission les plus élevées. L'augmentation des niveaux de courant augmente la température de cuivre du bobinage « T_{CUIVRE} ». Cette augmentation va jusqu'à atteindre la butée thermique maximale permise des isolants de 220 °C. De 1.04 kW à 1.1 kW, nous remarquons une configuration en butée thermique d'aimants et de bobinage. Le couple de base « T_{bp} » arrive à la valeur minimale admissible dans ce secteur.

Pour assurer la butée thermique du bobinage « T_{CUIVRE} », les densités de courant des différents points de la mission restent inchangées. En effet, les dimensions d'encoches restent constantes. L'optimiseur baisse la hauteur d'encoche « d_s » et diminue la largeur des dents « ω_t » en augmentant la largeur de fond d'encoche « ω_s » de façon à maintenir la surface d'encoche « S_{enc} » constante. Cela permet d'assurer les mêmes niveaux de courant et donc de rester en butée thermique de bobinage « T_{CUIVRE} ». Les actionneurs du front de ce secteur présente une géométrie du stator particulière, caractérisée par la réduction de l'épaisseur de la culasse « d_y » et de la hauteur d'encoche « d_s ». A contrario, le rayon d'alésage « r_s » est augmenté pour satisfaire la thermique. La masse du rotor est donc plus importante. La masse totale est plutôt liée à la baisse de la masse statorique. Dans ce secteur 2, l'élévation des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ » se fait via l'augmentation de l'induction « B_y », variant de 0.9 à 1.2 T. Une autre caractéristique des actionneurs de ce secteur est la proximité des rendements minimum et maximum sur l'ensemble des points de la mission de vol, cf. Fig. J. 1.

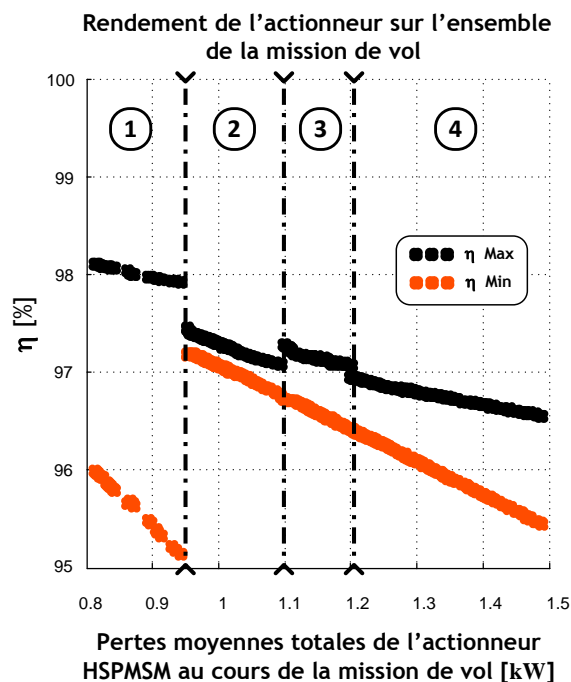


Fig. J. 1 : Rendement des actionneurs des différents secteurs du Front de « Pareto actionneur »

☑ Secteur 3 : pertes moyennes $\in [1.1 \text{ kW}, 1.2 \text{ kW}]$ ➔ REGIME DE SURCOUPLE ET DEFLUXE

Les derniers actionneurs du secteur 2 ne pouvant plus rester à la fois en butée thermique maximale d'aimant et de bobinage, l'optimiseur cherche la configuration rotorique de dimensions géométriques optimales. Les températures du bobinage et des aimants dépendants de la température de culasse statorique « $T_{CULASSE}$ », la nouvelle configuration du rotor réduit l'induction « B_y » à sa contrainte minimale de domaine via l'augmentation du nombre de paires de pôles « p ». Cela représente un phénomène de compensation sans pénaliser la masse de l'actionneur.

Le point à 70 kW est atteint avec une stratégie de pilotage de surcouple en régime défluxé. La vitesse de base restant à sa contrainte de domaine maximale de 55 000 tr/min sur toute l'évolution de ce secteur, la configuration du rotor adoptée est à nombre de paires de pôles « $p = 3$ ». Cette configuration est caractérisée par un nombre d'encoches « $N_{enc} = 36$ » à nombre d'encoches par pôle et par phase « N_{ep} » constant. Cette commutation réduit les pertes moyennes dans les aimants « $\langle P_{AIMANTS} \rangle$ ». L'augmentation du nombre de pôles augmente la résistance électrique des aimants limitant leurs courants induits.

Le fait de baisser la température des aimants avec l'augmentation du nombre de paires de pôles « p » permet la réduction de l'entrefer mécanique « δ ». Afin d'améliorer le circuit thermique et donc pouvoir dissiper les pertes demandées, la diminution de l'entrefer mécanique « δ » est suivi d'une augmentation de l'épaisseur de la culasse rotorique et une diminution de la hauteur d'aimant « l_m ». Au moment de la transition, la température de bobinage « T_{CUIVRE} » est la seule à être en butée thermique maximale (220 °C). La température des aimants « $T_{AIMANTS}$ » n'est plus à son maximum et peut à nouveau augmenter. L'augmentation du nombre de paires de pôles « p » accroît les fréquences électriques des actionneurs. Concernant l'évolution des pertes fer moyennes « $\langle P_{FER} \rangle$ », un phénomène d'inversion est observé. Les pertes classiques moyennes « $\langle P_{CLAS} \rangle$ » deviennent prépondérantes. Les solutions du secteur 1 et 2 ont les pertes par hystérésis moyennes les plus fortes « $\langle P_{HYST} \rangle$ » (cf. Fig. J. 2). Le tableau Tab. J. 1 compare les valeurs minimale et maximale des pertes fer moyennes avec celles de la solution de référence MSP 70 kW.

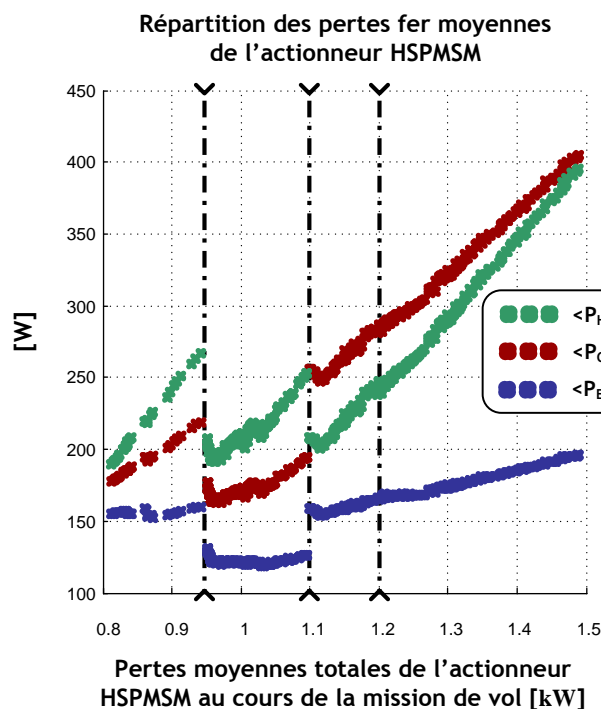


Fig. J. 2 : Répartition des sous critères des pertes fer moyennes

		Variation des pertes fer moyennes des actionneurs sur le front « Pareto actionneur »		MSP 70 kW
Pertes moyennes	Notation	Pertes minimales	Pertes maximales	
PERTES FER MOYENNES				
✓ hystérésis	$\langle P_{HYST} \rangle$ [W]	190	395	378
✓ classiques	$\langle P_{CLAS} \rangle$ [W]	163	405	308
✓ excédentaires	$\langle P_{EXC} \rangle$ [W]	119	197	218

Tab. J. 1 : Valeurs minimale et maximale des pertes fer moyennes du front global de Pareto

Lors du changement de polarité, l'optimiseur a trouvé la configuration géométrique du rotor de masse minimale à induction « B_y » minimale. Du point de vue thermique, avec l'augmentation du rayon externe du rotor, l'optimiseur a augmenté le coefficient de transfert thermique d'entrefer « h_{ENT} ». Par conséquent, la résistance thermique d'entrefer « $R_{entrefer}$ » diminue, de même que la température des aimants « $T_{AIMANTS}$ ». Au niveau de la géométrie du stator, le passage du secteur 2 au secteur 3 est caractérisé par une augmentation du rapport hauteur d'encoche sur rayon d'alésage « R_{dr} ». Une augmentation de la hauteur d'encoche « d_S » et une réduction de la largeur des dents « ω_t » sont donc observées. Mise à part cette propriété d'encoches plus longues, les autres dimensions géométriques du stator et du rotor se réduisent à la transition entre ces deux secteurs.

Les actionneurs des secteurs 1 et 2 avaient une masse de cuivre des têtes de bobine supérieure à celle de cuivre dans les encoches. Pour les actionneurs de ce secteur, une inversion des masses de cuivre est observée. Ce secteur correspond aux actionneurs avec les plus gros risques de désaimantation des aimants. En effet les solutions de ce secteur réunissent les plus petites dimensions géométriques du rotor avec les plus faibles niveaux de l'induction de charge « B_{CHARGE} ».

Les épanouissements d'aimants « K_p » sont les plus petits. Le long de ce secteur l'angle de défluxage « Ψ » est réduit pour respecter la contrainte de démagnétisation. La baisse de cet angle diminue l'induction « B_{IND} » de réaction de l'induit et suit donc la chute de l'induction dans l'entrefer « B_{I_g} ». Cela permet de rester à la limite de démagnétisation des aimants à « B_{CHARGE} » constant.

☑ Secteur 4 : pertes moyennes €[1.2 kW, 1.49 kW] ➡ REGIME DE SURCOUPLE

Les derniers actionneurs du secteur 3 sont en butée thermique de bobinage « T_{CUIVRE} » et en limite de la contrainte de démagnétisation des aimants. Cette configuration empêche la réduction de la masse de l'actionneur. Pour réaliser des gains de masse supplémentaires, l'optimiseur change la stratégie de pilotage passant à une stratégie en surcouple à 3 paires de pôles sans défluxage.

Le passage des actionneurs du secteur 3 (pilotage en surcouple et régime défluxé) au secteur 4 (pilotage en surcouple sans défluxage) est suivi d'une augmentation des épaisseurs de la culasse « d_y » et de la largeur des dents du stator « ω_t ». La hauteur d'aimant « l_m », la largeur d'aimant « ω_m » et l'épaisseur de culasse rotorique « d_r » augmentent. Lors de la transition du secteur 3 au secteur 4, nous constatons une augmentation de la masse du stator « M_{STATOR} » et du rotor « M_{ROTOR} ». Les gains de masse sont donc obtenus via réduction de la masse de cuivre « M_{CUIVRE} ».

Au cours de l'évolution du front, les faibles gains de masse se font via la réduction de la hauteur d'encoche « d_S », de l'épaisseur de culasse du stator « d_y » et de la largeur des dents statoriques « ω_t » avec une augmentation de la largeur du fond d'encoche « ω_S ».

La surface d'encoche « S_{enc} » est donc augmentée. Des configurations d'actionneurs se trouvent en butée maximale thermique de bobinage « T_{CUIVRE} » via plutôt l'ajustement des résistances du circuit thermique de façon à maintenir la température maximale de 220 °C au niveau du bobinage. Les aimants n'étant pas en butée thermique « $T_{AIMANTS}$ » une continuité de l'induction « B_y » est donc possible et est observée. Les actionneurs de ce secteur autorisent une induction allant à la contrainte de domaine maximale de 1.5 T.

Visualisation des phénomènes décrits

Les prochaines pages de cette annexe présentent l'évolution le long du front « Pareto actionneur » des différentes variables utilisées au cours du processus de conception. Dans une première série de courbes, nous traçons l'évolution des variables associées à la conception de l'actionneur (géométrie, circuit électrique et magnétique). Puis, dans une deuxième série de courbes, nous indiquons les caractéristiques des actionneurs au regard de la mission de vol.

Nous montrons notamment les valeurs minimale et maximale de chaque variable. Cela nous donne une idée par solution d'actionneur, de la variation des niveaux de tension appliqués, des courants injectés, du facteur de puissance, des températures, des pertes, etc.

Les figures positionnent la solution MSP 70 kW et les trois solutions particulières (iso-Masse, compromis Masse-Pertes et iso-Pertes) extraites du front « Pareto actionneur », présentées dans le **Chapitre 3** (cf. **section 3.6**). Ceci permet une comparaison entre ces quatre solutions particulières et cela permet d'observer localement les différentes tendances d'optimisation.

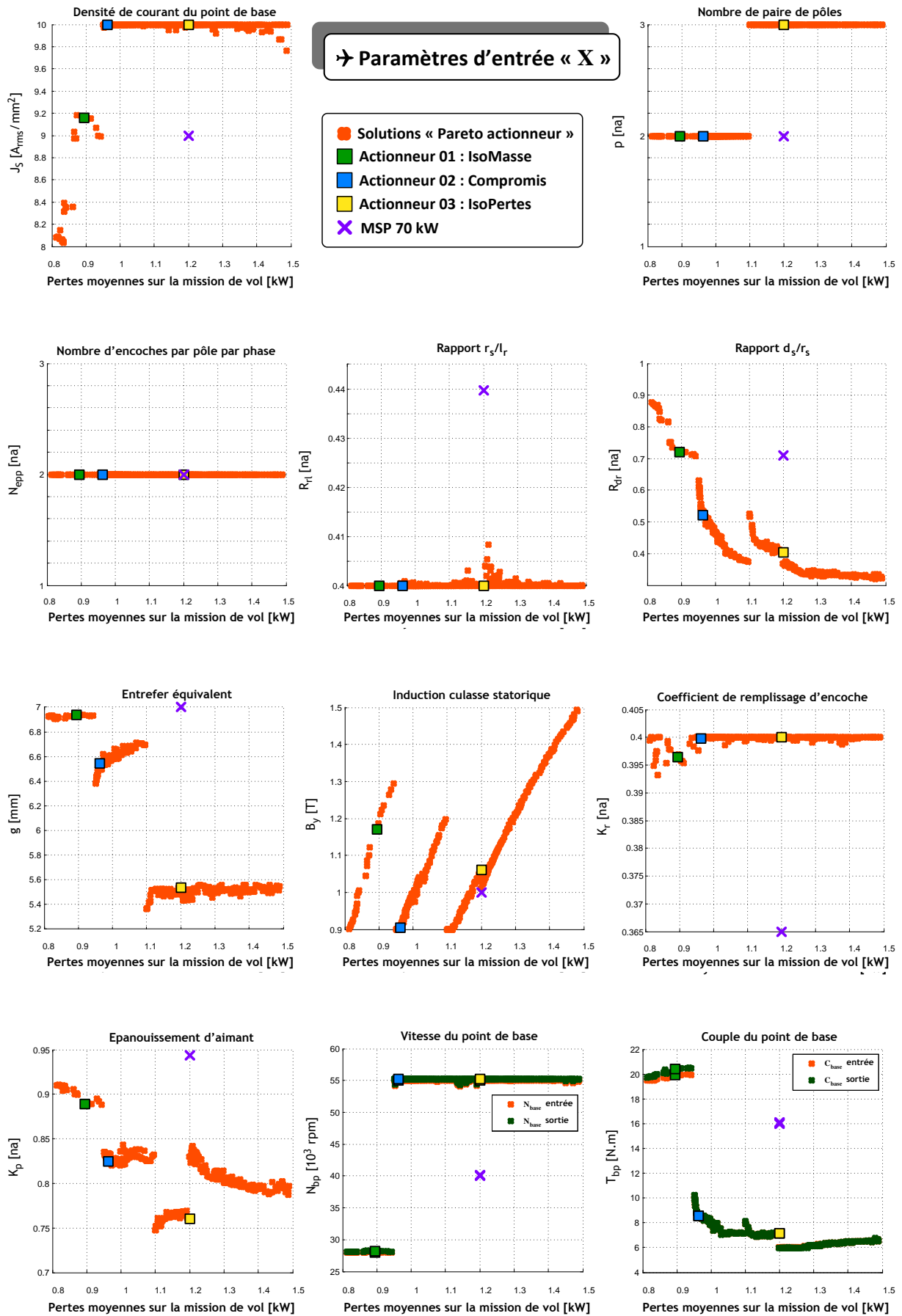


Fig. J. 3 : Evolution du vecteur « X » des variables de conception le long du front « Pareto actionneur »

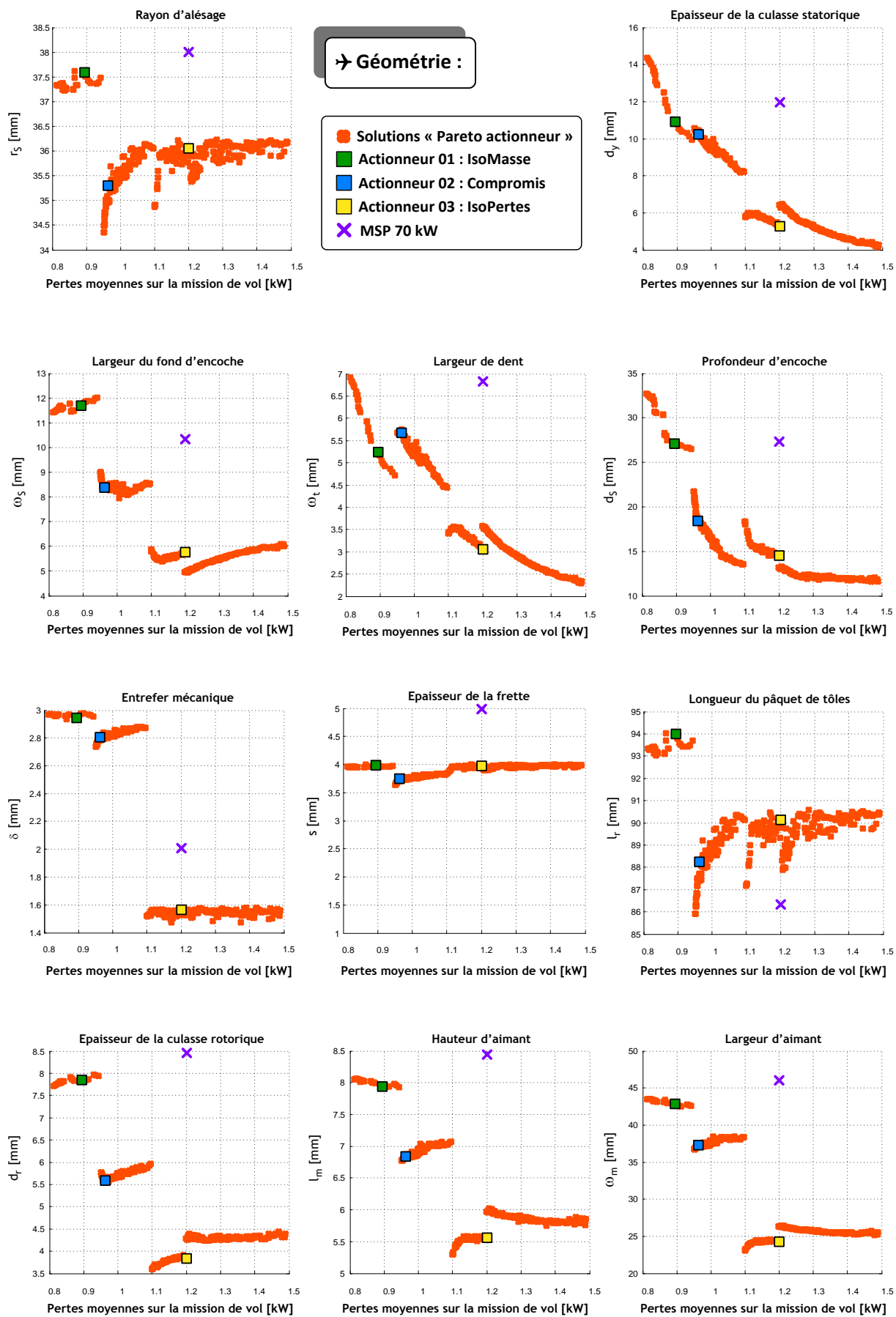


Fig. J. 4 : Evolution de la géométrie des différents actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

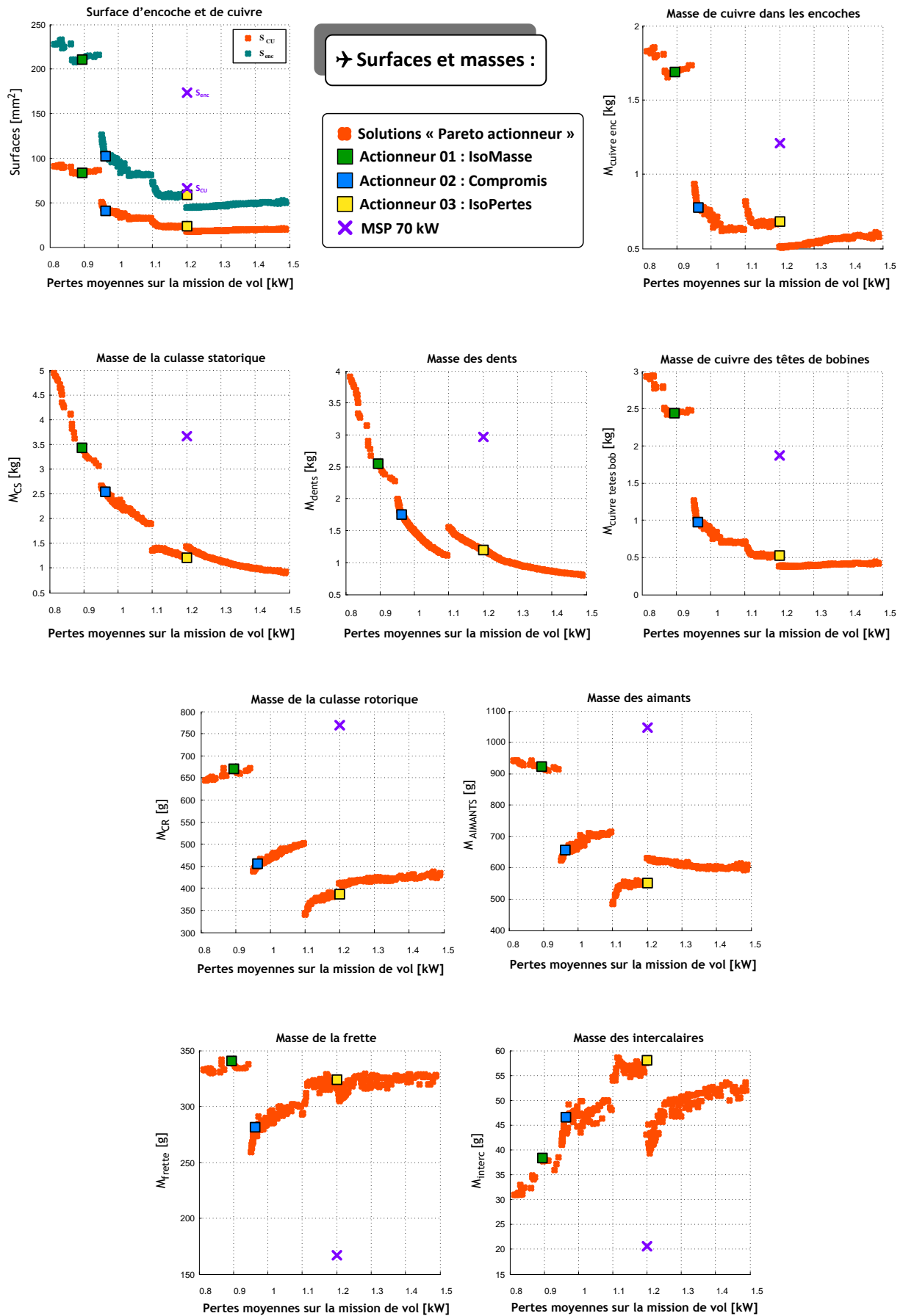


Fig. J. 5 : Evolution des surfaces et masses des différents actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

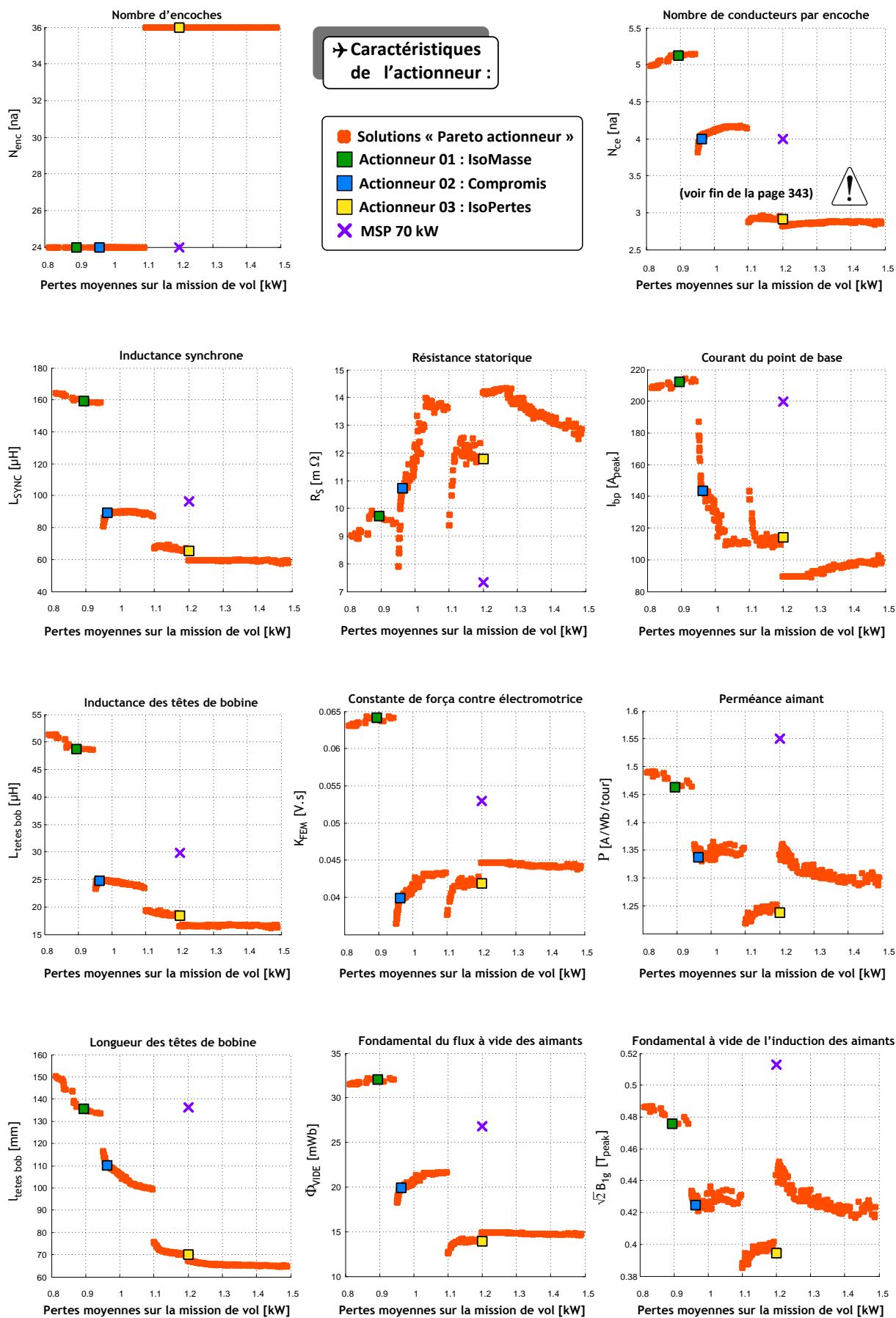


Fig. J. 6 : Evolution des paramètres électromagnétiques des différents actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

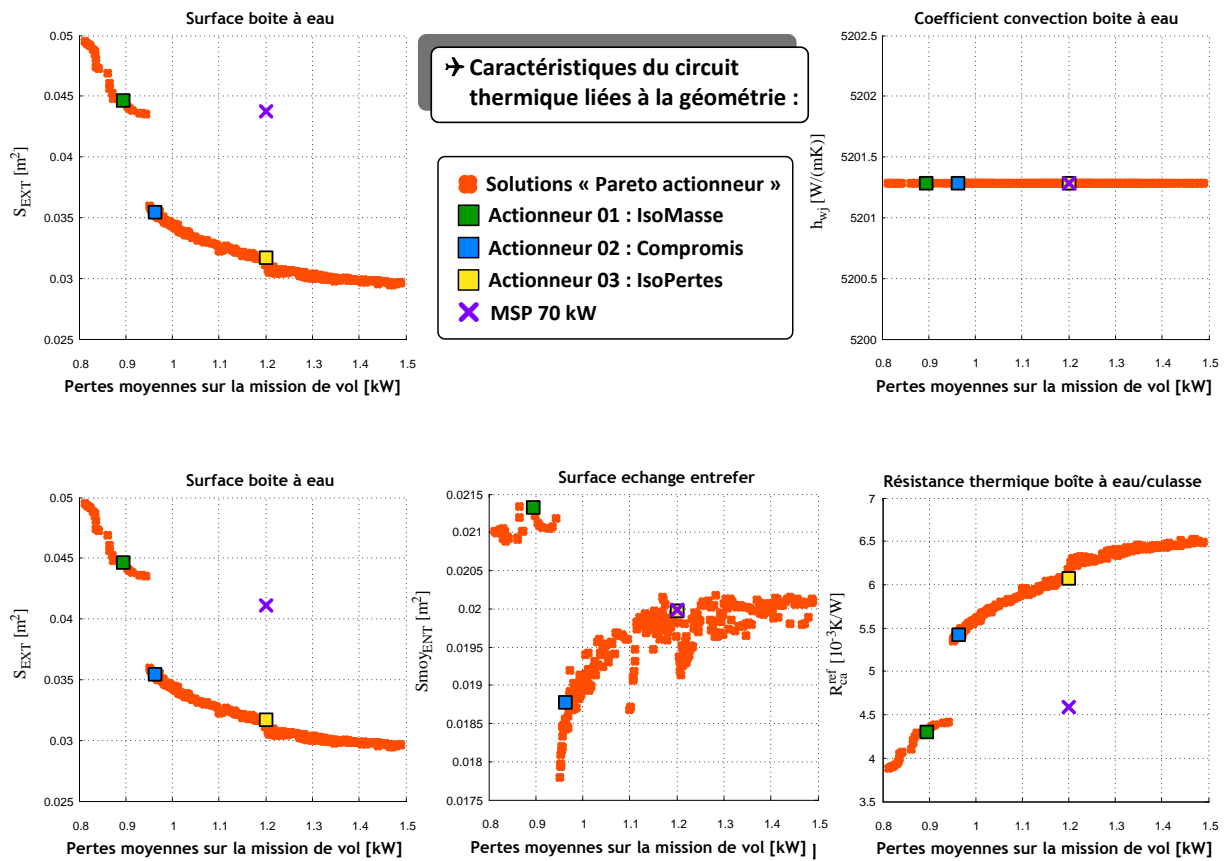


Fig. J. 7 : Evolution des paramètres thermiques liés à la géométrie des actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

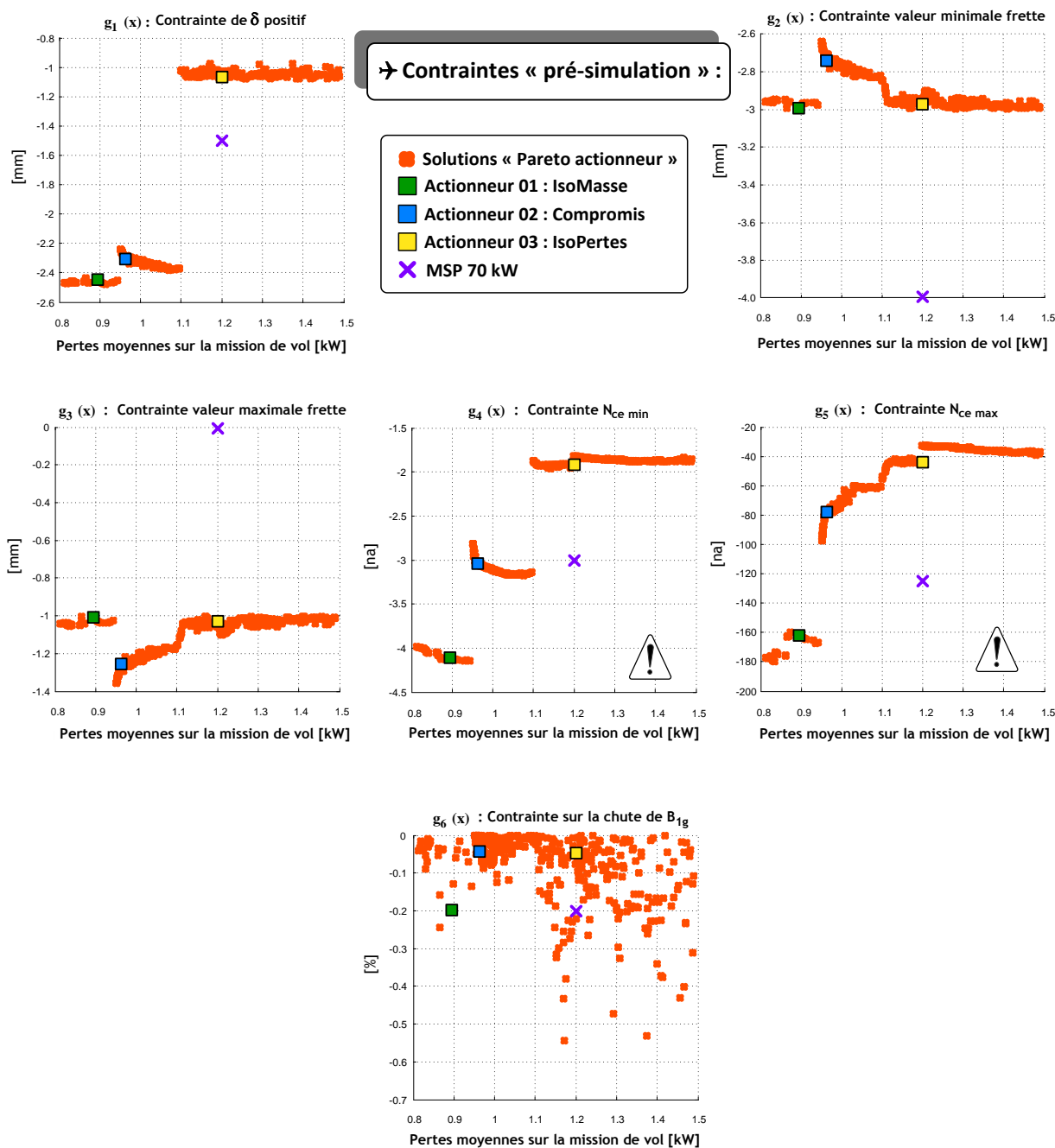


Fig. J. 8 : Evolution du vecteur « $G(X)$ » des contraintes de PRE-dimensionnement le long du front « Pareto actionneur »



D'après notre démarche citée dans le **Chapitre 2**, le caractère continu de « N_{ce} » a été gardé. Le but étant d'assurer l'équivalence du point de base en entrée (défini par le vecteur « X » des variables de conception) et en sortie du modèle : « similarité des plans couple-vitesse ».

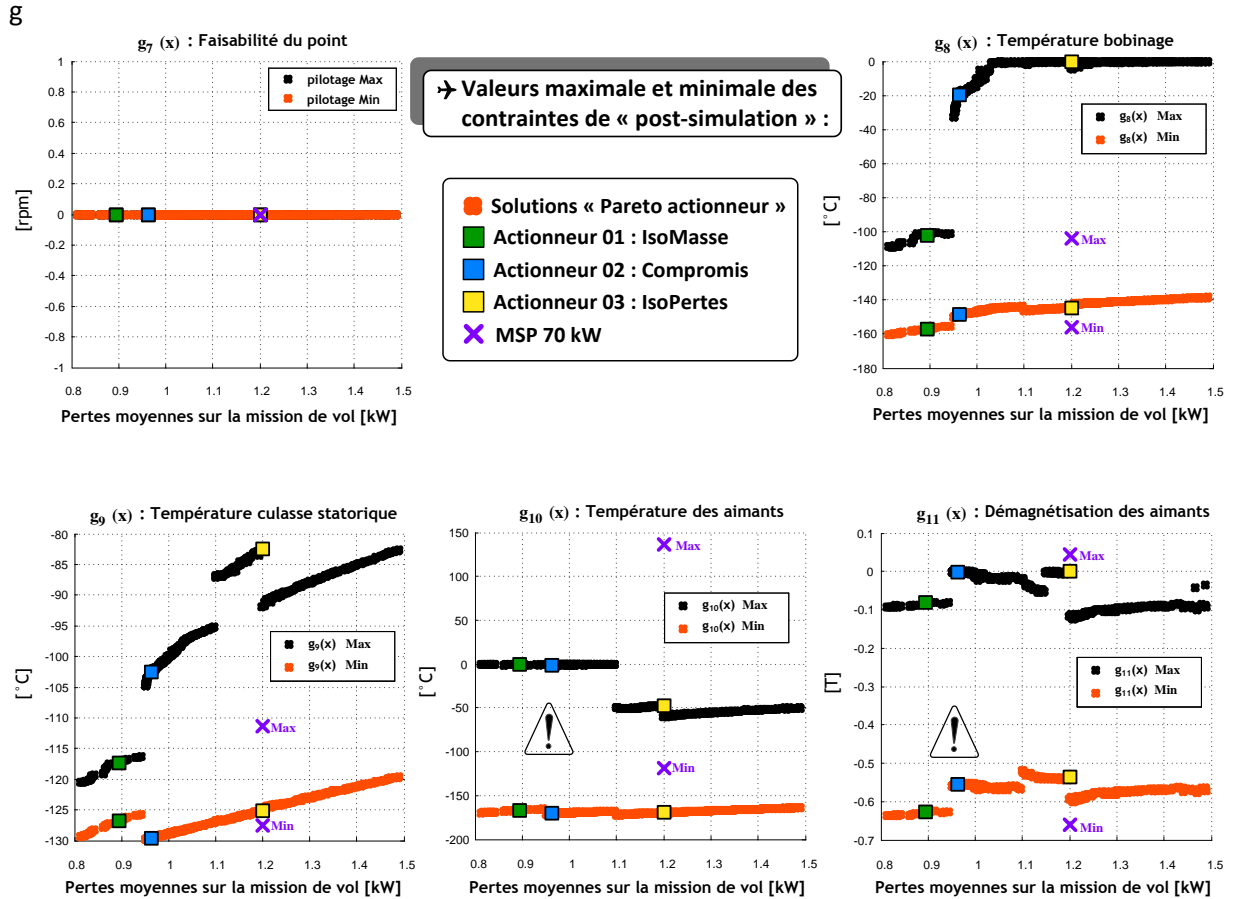


Fig. J. 9 : Evolution du vecteur « $G(X)$ » des contraintes de POST-dimensionnement le long du front « Pareto actionneur »

Il a été constaté qu'avec le modèle développé, au point de puissance maximale, la solution de référence MSP 70 kW ne respecte pas les contraintes de température maximale d'aimant ni la contrainte de démagnétisation des aimants.

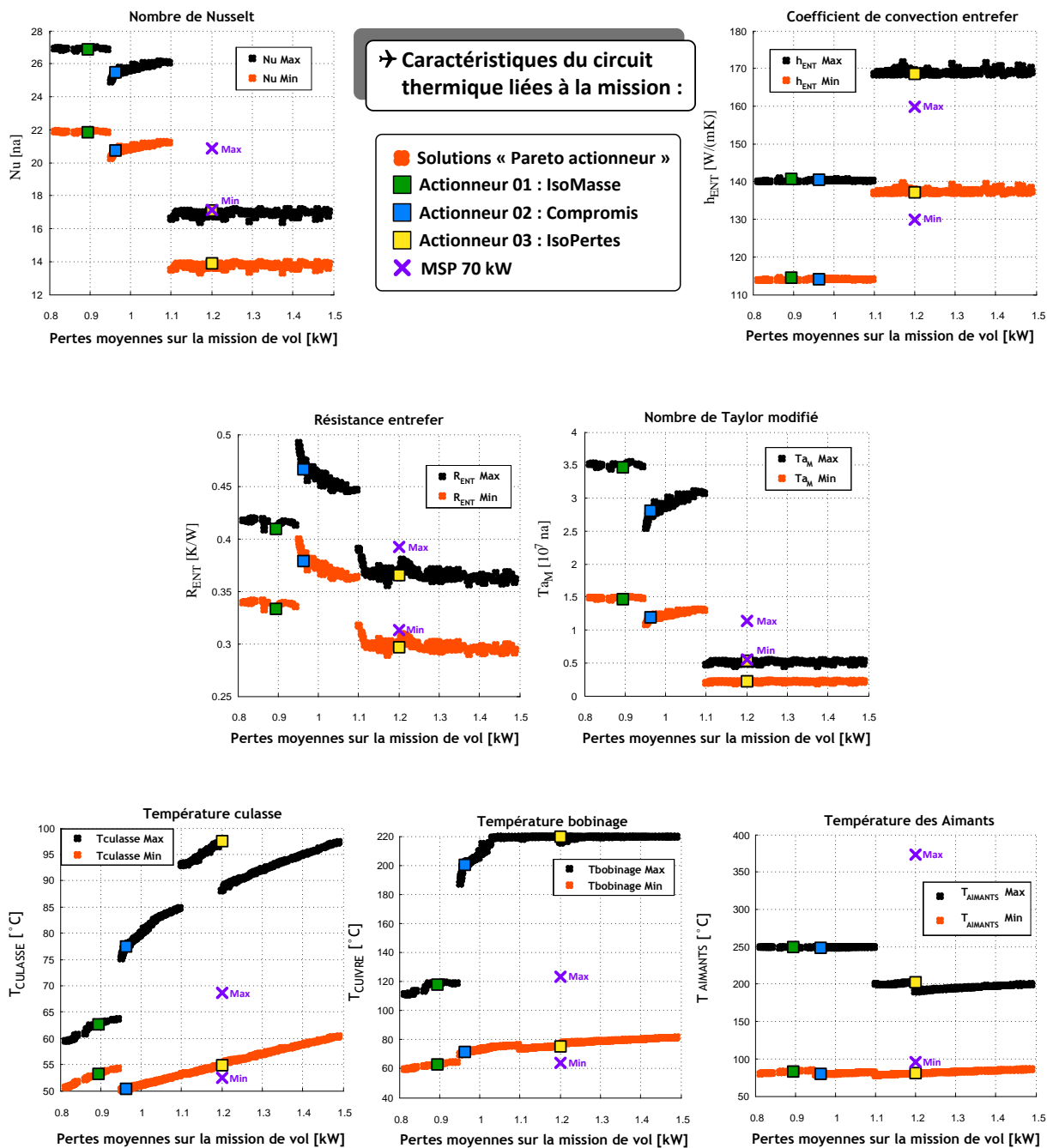


Fig. J. 10 : Evolution des paramètres thermiques liés à la mission de vol des actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

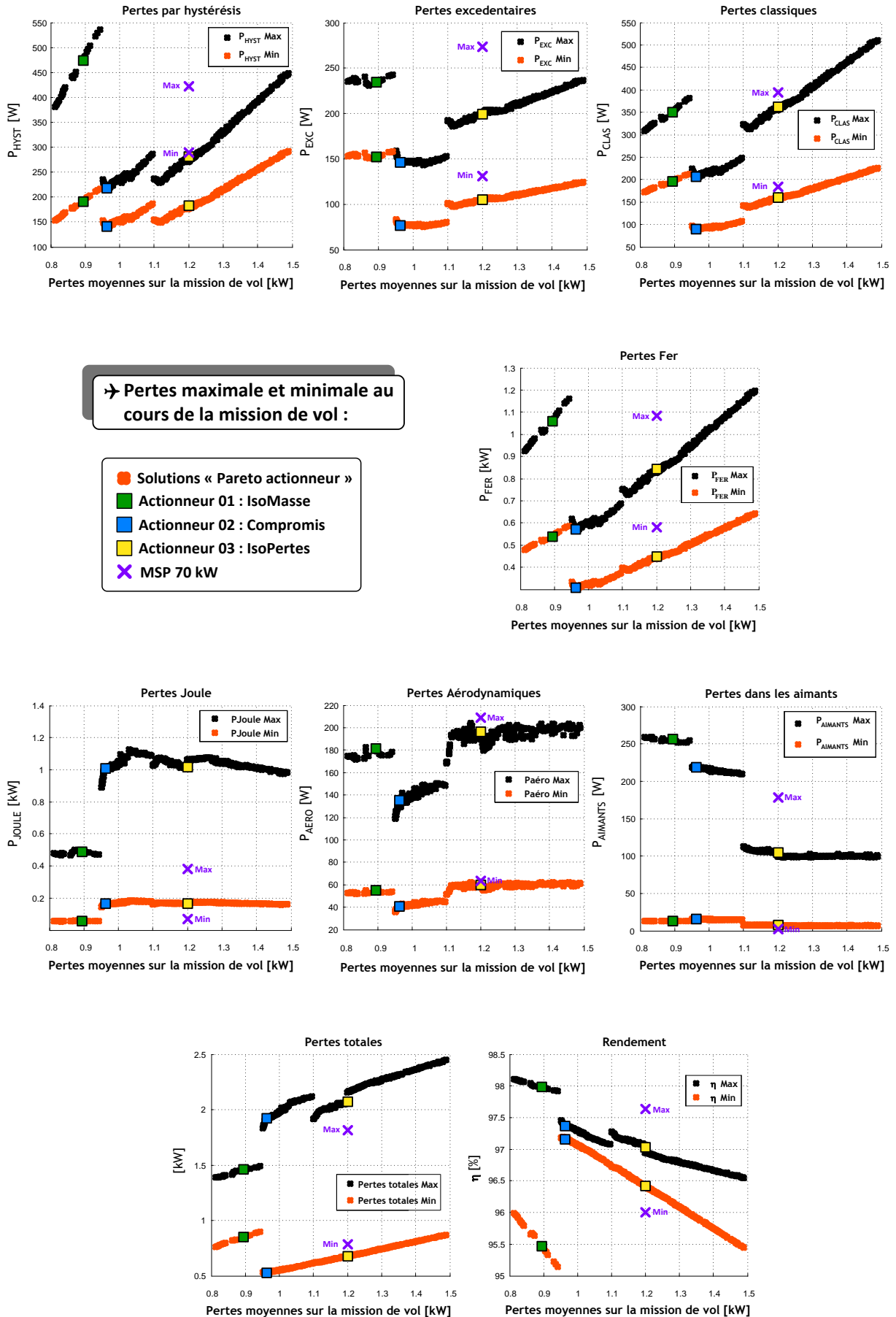


Fig. J. 11 : Evolution des pertes locales au cours de la mission de vol des actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

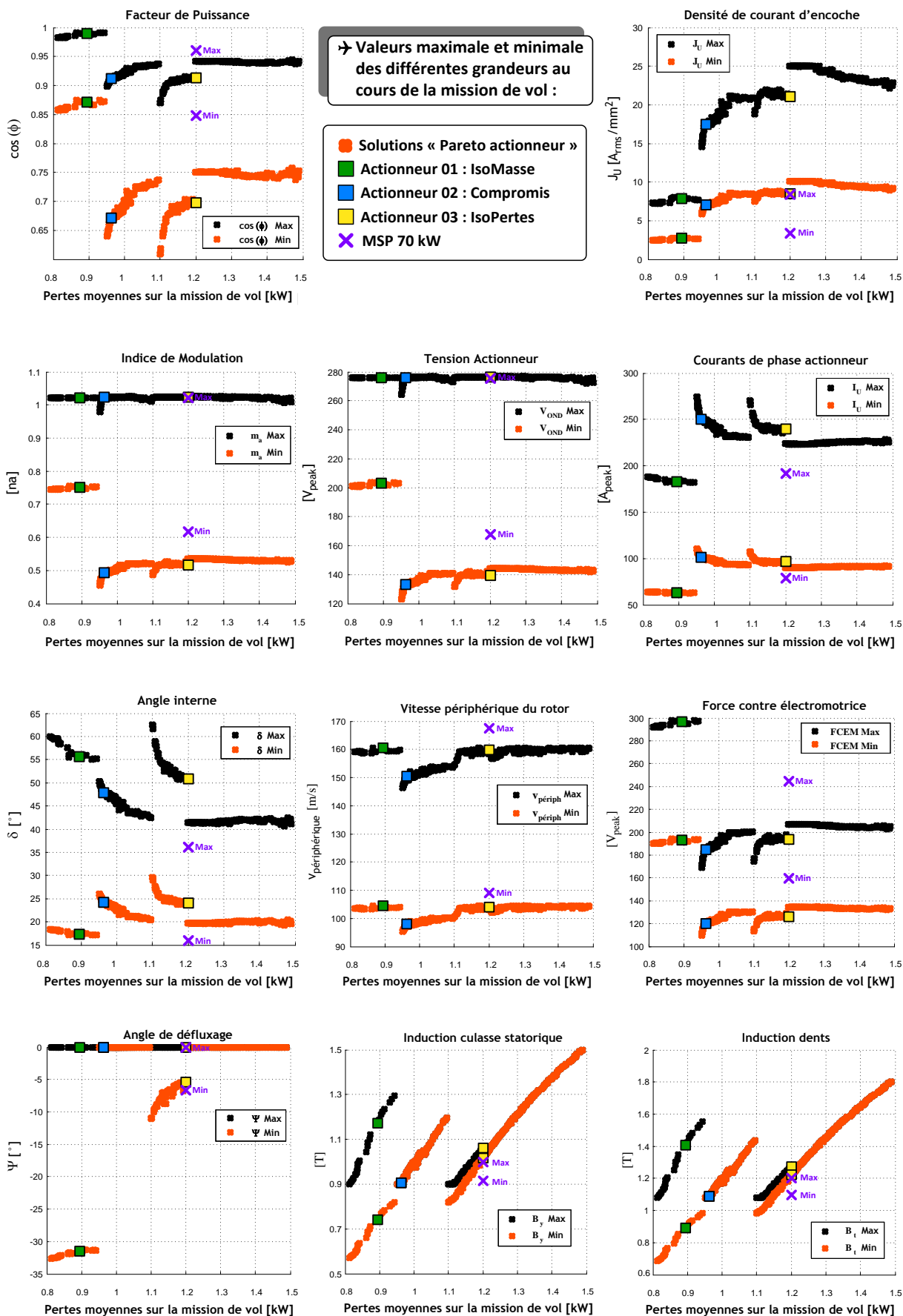


Fig. J. 12 : Evolution de différentes grandeurs au cours de la mission de vol des actionneurs le long du front « Pareto actionneur »

Annexe K :

Performance des différents actionneurs extraits du front « Pareto actionneur »

Les actionneurs extraits du front « Pareto actionneur » présentés dans le **Chapitre 3** (cf. **section 3.6**) ont été caractérisés au regard de leur performances par point de la mission de vol. Les figures Fig. K. 2 et Fig. K. 3 superposent certaines grandeurs par point de fonctionnement de la mission. Avec cet affichage nous pouvons comparer directement les actionneurs considérés. Nous observons par exemple que l'actionneur 01 a les plus grands niveaux de courant d'axe « d » et les plus faibles densités de courant « J_U » par point de mission. D'autre part, cet actionneur a les plus fortes pertes fer, localisées aux points non défluxés.

La stratégie de mode défluxé de l'actionneur 01 est caractérisée par un fonctionnement en butée d'indice de modulation « m_a » sur la plus part des points de mission. Ce comportement attribue moyennement à cet actionneur les niveaux de tensions statoriques les plus élevés. L'actionneur 02 a les plus grands niveaux de courant mais c'est l'actionneur 03 qui a les plus grandes densités de courant au cours de la mission (surface d'encoche la plus petite) et les plus grandes pertes Joule (résistance statorique supérieure).

Le point N°11 (puissance maximale) est le plus dimensionnant malgré sa faible occurrence. Il est contraignant au niveau thermique (culasse, bobinage, aimants) et à part l'actionneur 01, avec le point N°23 (vitesse la plus élevée) est le plus contraignant au niveau des pertes fer.

Le tableau Tab. K. 1 présente l'écart moyen des températures pour les différents actionneurs. Les actionneurs 01 et la solution MSP 70 kW sont les actionneurs avec les plus grandes dimensions géométriques, les plus grands entrefers mécaniques et les plus grands épanouissements d'aimants. Ces solutions présentent des écarts importants de température entre le stator et le rotor.

La solution MSP 70 kW présente la valeur la plus élevée de température au niveau des aimants. Ceci s'explique par l'utilisation d'une frette de maintien carbone.

	Actionneur 01 (IsoMasse)	Actionneur 02 (Compromis)	Actionneur 03 (IsoPertes)	MSP 70 kW
ECART MOYEN DE TEMPERATURE				
✓ entre la culasse et le bobinage statorique	25 °C	50 °C	50 °C	20 °C
✓ entre le bobinage statorique et les aimants	100 °C	25 °C	10 °C	95 °C

Tab. K. 1 : Ecart moyen de température des actionneurs choisis sur le front « Pareto actionneur »

L'actionneur 03 a les plus grandes pertes moyennes avec la plus faible masse. Pour illustrer les pertes locales par point de mission, nous avons tracé des surfaces de réponses. Le domaine est restreint au 23 points de la mission de vol équivalente considérée. La figure Fig. K. 1 présente les surfaces de réponse obtenues.

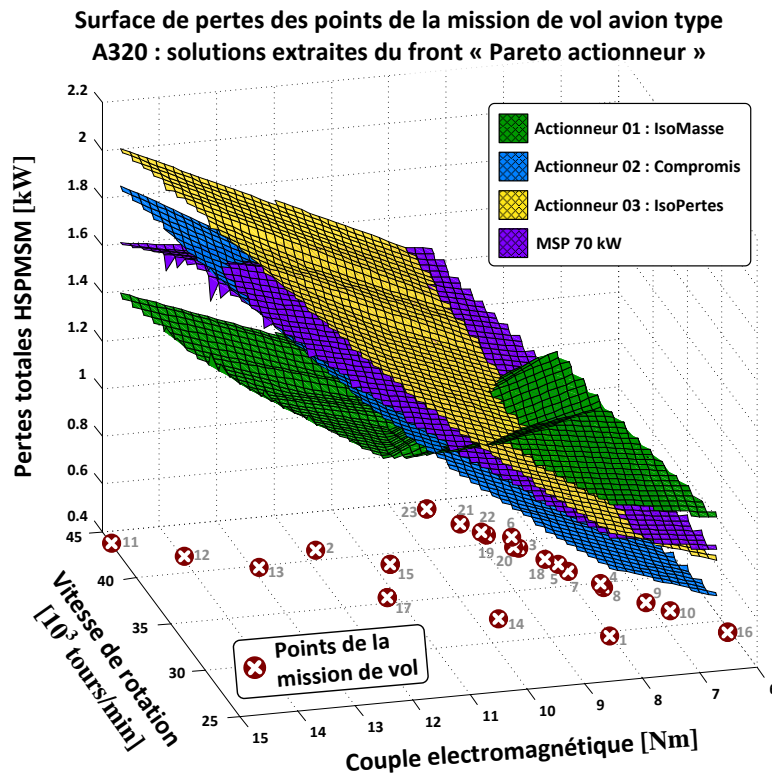


Fig. K. 1 : Surfaces de pertes des solutions particulières d'actionneur en fonction des points de la mission de vol

La surface de réponse souligne l'intérêt du défluxage. Les points de mission 18, 19 et 20 sont ceux de plus forte occurrence statistique (cf. **section 1.3**) et se trouvent sur la pente descendante des pertes. A partir de là, tous les points de vitesse et couple (supérieurs à environ 40 000 tr/min et 8.5 Nm, respectivement), fonctionnent en mode défluxé.

Nous observons ainsi l'impact sur les pertes totales. En effet, la surface de réponse de l'actionneur 01 présente les niveaux des pertes totales les plus faibles. Le même comportement est remarqué sur la surface de réponse de la solution MSP 70 kW, avec un petit changement de la pente à fort couple et à haute vitesse. Globalement, vis-à-vis de l'étude d'optimisation présentée dans le **Chapitre 3**, si nous ne considérons que le critère des pertes moyennes totales, localement (par point de mission) le fonctionnement en mode défluxé se montre très intéressant. Ce fonctionnement est assuré par des actionneurs ayant les plus grandes dimensions géométriques.

Avec les résultats obtenus dans ce travail, visiblement le prix à payer à adopter des actionneurs admettant le fonctionnement en régime défluxé repose sur une conception délicate du rotor. Il est soumis à des contraintes sévères sur les aimants, notamment au niveau thermique (fortes températures) avec de pertes élevées. En contrepartie les actionneurs avec les dimensions géométriques plus faibles demandent des isolants de bobinage supportant de fortes températures et un risque plus accentué de démagnétisation des aimants. Les tableaux Tab. K. 2, Tab. K. 3, Tab. K. 4 et Tab. K. 5 complètent les figures Fig. K. 2 et Fig. K. 3, en présentant par actionneur les points maximaux (cases en orange) et minimaux (cases en gris) parmi les points de la mission de vol.

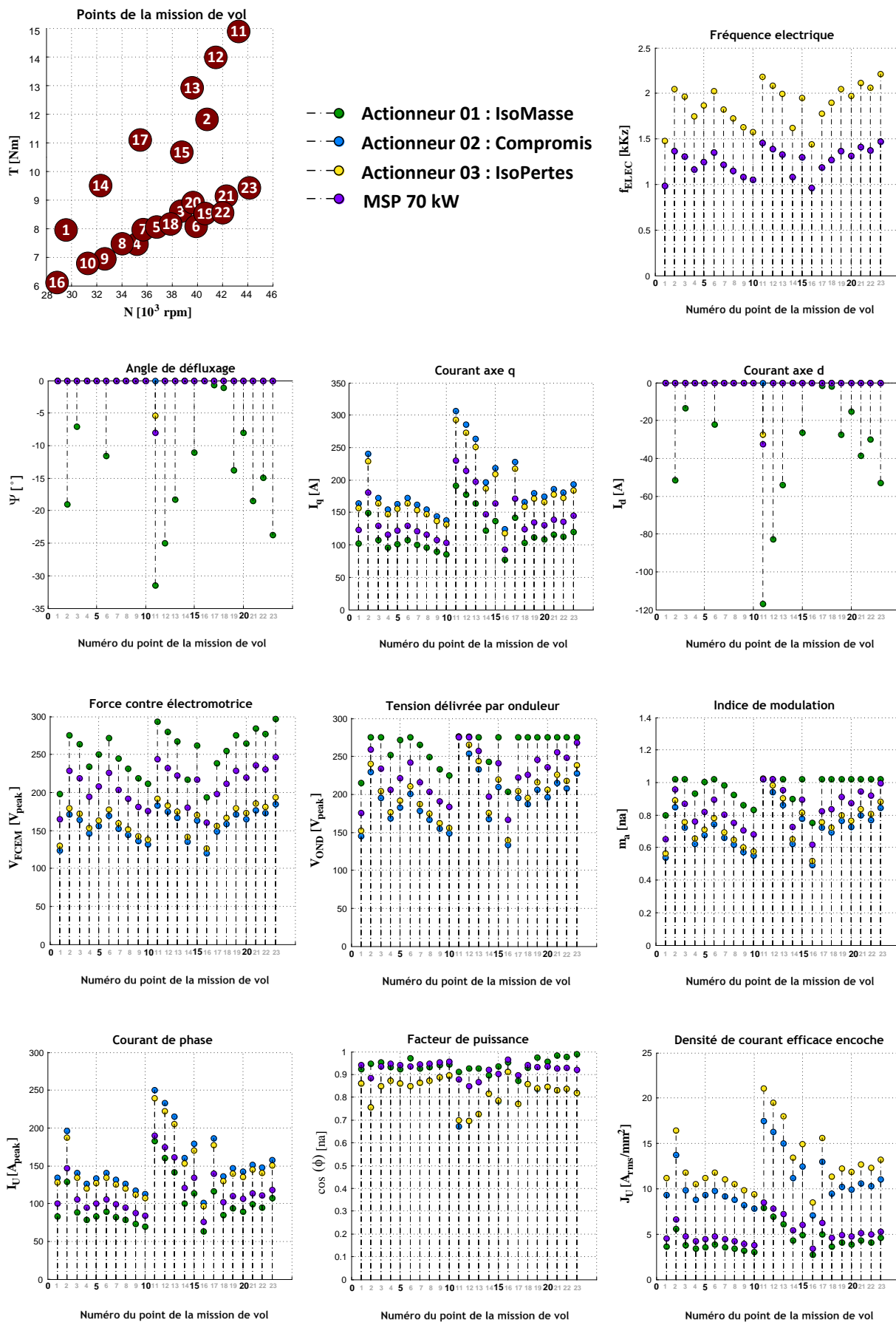


Fig. K. 2 : Superposition des caractéristiques « électriques » des différents actionneurs considérés

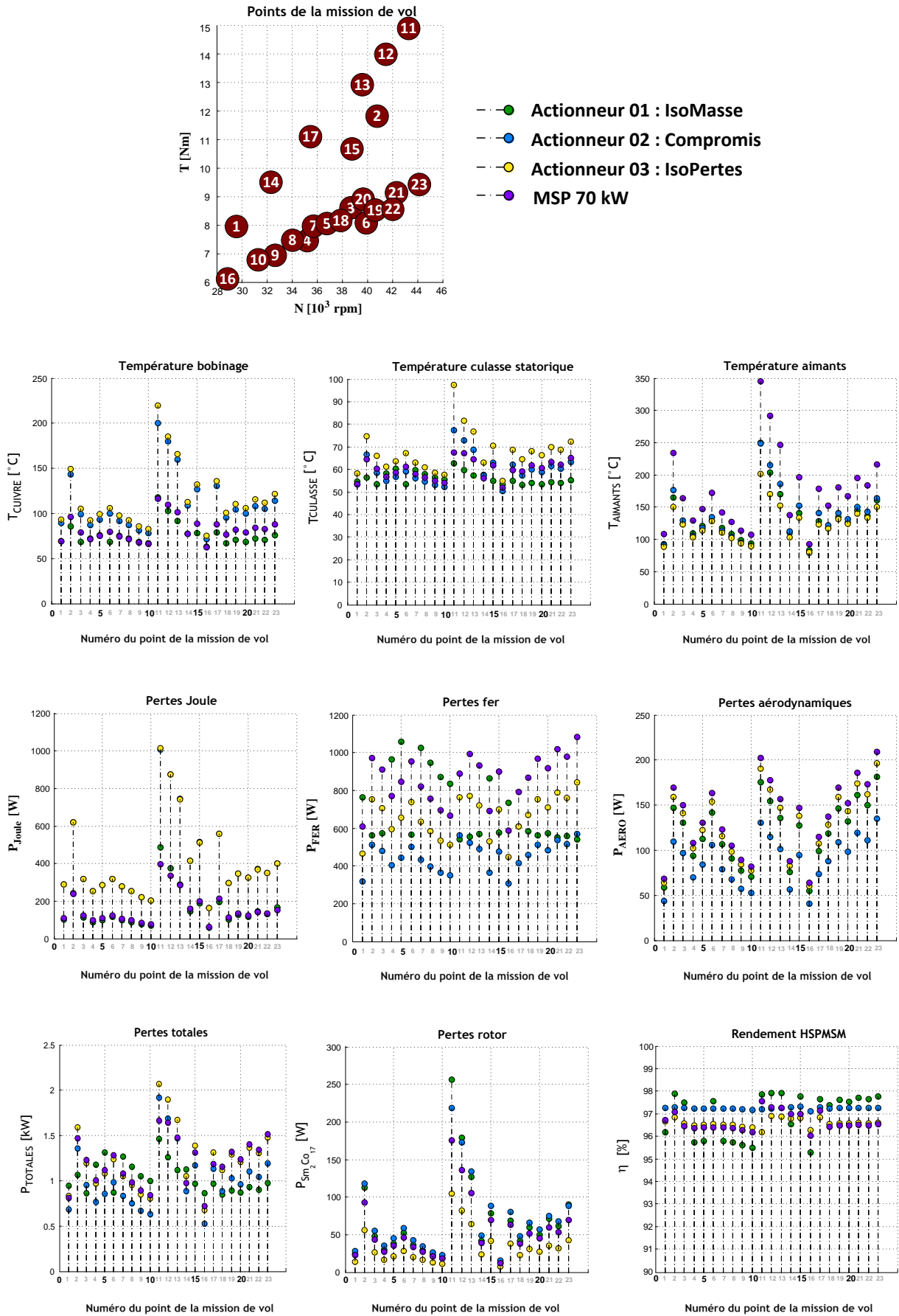


Fig. K.3 : Superposition des pertes et températures des différents actionneurs considérés

PMV	f_{elec}	V_{FCEM}	V_{OND}	m_a	I_U	$\cos(\phi)$	J_{Urms}	I_q	I_d	Ψ	P_J	P_{FER}	P_{AERO}	$P_{AIMANTS}$	P_{TOTAL}	$T_{CULASSE}$	T_{CUIVRE}	$T_{AIMANTS}$	η
	[kHz]	[V]	[V]	[na]	[A]	[na]	[A/mm ²]	[A]	[A]	[°]	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	1.0	198	215	0.80	83	0.92	3.6	102	0	0	101	763	59	24	0.9	55	69	93	96.3
2	1.4	275	276	1.02	129	0.95	5.6	150	-52	-19	243	561	147	113	1.1	57	86	165	97.9
3	1.3	264	275	1.02	88	0.95	3.8	107	-13	-7	113	574	130	48	0.9	53	68	124	97.6
4	1.2	234	252	0.93	78	0.93	3.4	96	0	0	89	964	94	30	1.2	58	72	109	95.9
5	1.2	250	271	1.01	83	0.93	3.6	102	0	0	100	1059	113	39	1.3	60	76	121	96.0
6	1.3	272	275	1.02	89	0.97	3.9	107	-22	-12	116	565	142	53	0.9	54	69	130	97.6
7	1.2	245	265	0.98	82	0.93	3.5	100	0	0	98	1027	106	36	1.3	60	75	118	96.0
8	1.1	232	249	0.92	78	0.93	3.4	96	0	0	89	948	91	29	1.2	58	72	108	95.9
9	1.1	218	233	0.86	73	0.94	3.2	89	0	0	78	873	77	23	1.1	56	69	99	95.8
10	1.1	212	225	0.83	70	0.95	3.0	86	0	0	71	836	71	20	1.0	55	67	94	95.7
11	1.5	293	276	1.02	183	0.91	7.9	191	-117	-32	486	543	176	257	1.5	63	118	250	97.9
12	1.4	280	276	1.02	160	0.93	6.9	178	-83	-25	374	556	154	180	1.3	60	103	204	98.0
13	1.3	268	276	1.02	141	0.93	6.1	164	-54	-18	290	570	136	127	1.1	57	91	170	97.9
14	1.1	217	243	0.90	100	0.90	4.3	122	0	0	145	865	76	42	1.1	58	77	110	96.6
15	1.3	261	275	1.02	113	0.94	4.9	136	-27	-11	187	577	127	78	1.0	55	78	141	97.8
16	1.0	193	203	0.75	63	0.95	2.7	77	0	0	58	736	55	13	0.9	53	63	84	95.5
17	1.2	239	275	1.02	116	0.87	5.0	142	-2	-1	196	607	99	69	1.0	55	79	128	97.7
18	1.3	255	275	1.02	84	0.93	3.6	103	-2	-1	104	585	119	41	0.8	53	67	117	97.4
19	1.4	275	275	1.02	94	0.97	4.1	112	-27	-14	129	561	147	60	0.9	54	70	135	97.7
20	1.3	265	275	1.02	89	0.96	3.9	108	-15	-8	116	573	132	50	0.9	54	69	126	97.6
21	1.4	284	275	1.02	100	0.98	4.3	116	-39	-18	144	551	161	71	0.9	54	73	145	97.7
22	1.4	277	275	1.02	95	0.98	4.1	112	-30	-15	131	559	150	62	0.9	54	71	137	97.7
23	1.5	297	275	1.02	107	0.99	4.6	120	-53	-24	168	539	182	91	1.0	55	76	161	97.8

Tab. K. 2 : Caractéristiques de l'actionneur O1 à Iso Masse au cours de la mission de vol

PMV	f_{elec}	V_{FCEM}	V_{OND}	m_a	I_U	$\cos(\phi)$	J_{Urms}	I_q	I_d	Ψ	P_J	P_{FER}	P_{AERO}	$P_{AIMANTS}$	P_{TOTAL}	$T_{CULASSE}$	T_{CUIVRE}	$T_{AIMANTS}$	η
	[kHz]	[V]	[V]	[na]	[A]	[na]	[A/mm ²]	[A]	[A]	[°]	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	1.0	123	145	0.54	134	0.86	9.4	164	0	0	289	320	44	29	0.7	53	89	92	97.3
2	1.4	171	230	0.85	196	0.75	13.7	240	0	0	621	511	109	118	1.4	67	143	177	97.4
3	1.3	164	195	0.72	141	0.85	9.8	172	0	0	319	480	97	56	1.0	59	99	130	97.3
4	1.2	146	169	0.62	126	0.87	8.8	154	0	0	255	405	70	35	0.8	55	87	106	97.3
5	1.2	156	183	0.68	133	0.86	9.3	163	0	0	286	445	84	45	0.9	57	93	118	97.3
6	1.3	169	201	0.75	141	0.85	9.8	172	0	0	318	502	106	59	1.0	59	100	135	97.3
7	1.2	152	178	0.66	132	0.86	9.2	161	0	0	280	432	79	42	0.8	56	92	114	97.3
8	1.1	144	167	0.62	126	0.87	8.8	154	0	0	255	398	68	34	0.8	55	87	104	97.3
9	1.1	136	155	0.57	117	0.89	8.2	144	0	0	222	366	57	27	0.7	53	81	95	97.3
10	1.1	132	149	0.55	112	0.89	7.8	138	0	0	203	351	53	23	0.6	52	78	90	97.2
11	1.5	183	276	1.02	250	0.67	17.5	307	0	0	1009	561	131	218	1.9	78	201	249	97.3
12	1.4	174	254	0.94	233	0.70	16.3	286	0	0	876	524	115	173	1.7	73	180	215	97.3
13	1.3	166	233	0.86	215	0.72	15.0	264	0	0	746	491	101	134	1.5	69	160	186	97.3
14	1.1	135	168	0.62	161	0.82	11.2	197	0	0	415	363	57	49	0.9	57	109	113	97.4
15	1.3	163	210	0.78	179	0.78	12.5	219	0	0	515	474	95	88	1.2	63	127	152	97.4
16	1.0	120	133	0.49	101	0.91	7.1	124	0	0	165	308	41	15	0.5	50	72	79	97.2
17	1.2	149	195	0.72	186	0.77	13.0	228	0	0	560	416	74	80	1.1	62	131	141	97.4
18	1.3	159	187	0.69	136	0.86	9.5	166	0	0	296	457	88	48	0.9	57	95	122	97.3
19	1.4	171	206	0.76	147	0.84	10.2	180	0	0	347	510	109	66	1.0	60	104	141	97.3
20	1.3	165	197	0.73	142	0.85	9.9	174	0	0	325	483	98	57	1.0	59	100	131	97.3
21	1.4	177	215	0.80	152	0.83	10.6	186	0	0	371	536	120	75	1.1	62	108	150	97.3
22	1.4	172	208	0.77	148	0.84	10.3	181	0	0	350	516	111	68	1.0	60	105	143	97.3
23	1.5	185	228	0.84	158	0.82	11.0	193	0	0	401	571	135	89	1.2	63	114	164	97.3

Tab. K. 3 : Caractéristiques de l'actionneur O2 à **Compromis Masse x Pertes** au cours de la mission de vol

PMV	f_{elec}	V_{FCEM}	V_{OND}	m_a	I_U	$\cos(\phi)$	J_{Urms}	I_q	I_d	Ψ	P_J	P_{FER}	P_{AERO}	$P_{AIMANTS}$	P_{TOTAL}	$T_{CULASSE}$	T_{CUIVRE}	$T_{AIMANTS}$	η
	[kHz]	[V]	[V]	[na]	[A]	[na]	[A/mm ²]	[A]	[A]	[°]	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	1.5	129	152	0.56	128	0.86	11.2	157	0	0	288	465	64	14	0.8	58	93	88	96.8
2	2.1	180	241	0.89	187	0.76	16.4	229	0	0	619	753	159	56	1.6	75	149	150	96.9
3	2.0	172	204	0.76	134	0.85	11.8	164	0	0	318	706	141	27	1.2	66	105	123	96.7
4	1.7	153	177	0.65	120	0.87	10.5	147	0	0	254	593	102	17	1.0	61	93	103	96.6
5	1.9	163	191	0.71	127	0.86	11.2	156	0	0	285	654	122	21	1.1	64	99	114	96.6
6	2.0	177	211	0.78	134	0.85	11.8	164	0	0	317	739	154	28	1.2	67	106	128	96.6
7	1.8	160	187	0.69	126	0.86	11.0	154	0	0	279	633	115	20	1.0	63	97	110	96.6
8	1.7	151	175	0.65	120	0.87	10.5	147	0	0	254	583	99	16	1.0	61	92	102	96.6
9	1.6	142	162	0.60	112	0.89	9.8	137	0	0	221	535	84	13	0.9	59	86	94	96.6
10	1.6	138	156	0.58	107	0.90	9.4	131	0	0	202	511	77	11	0.8	58	83	90	96.5
11	2.2	191	276	1.02	240	0.70	21.0	292	-27	-5	1015	1315	190	105	2.1	98	220	202	97.1
12	2.1	183	266	0.98	222	0.70	19.5	272	0	0	874	772	167	82	1.9	82	186	171	97.0
13	2.0	175	244	0.90	205	0.73	18.0	251	0	0	744	722	147	64	1.7	77	166	153	97.0
14	1.6	142	176	0.65	153	0.82	13.4	188	0	0	414	530	83	23	1.1	63	113	103	96.9
15	1.9	171	220	0.81	171	0.78	15.0	209	0	0	513	697	138	42	1.4	70	132	134	96.9
16	1.4	126	139	0.52	96	0.91	8.5	118	0	0	164	448	60	7	0.7	55	75	81	96.4
17	1.8	156	205	0.76	178	0.77	15.6	218	0	0	558	610	108	38	1.3	69	136	123	96.9
18	1.9	166	196	0.73	129	0.86	11.4	158	0	0	296	671	129	23	1.1	64	101	117	96.6
19	2.0	179	216	0.80	140	0.84	12.3	171	0	0	346	752	159	31	1.3	68	111	132	96.7
20	2.0	173	206	0.76	135	0.85	11.9	166	0	0	324	711	143	27	1.2	66	106	124	96.7
21	2.1	186	226	0.84	145	0.83	12.7	177	0	0	370	790	174	36	1.4	70	115	139	96.7
22	2.1	181	218	0.81	141	0.84	12.3	172	0	0	350	760	162	32	1.3	69	112	133	96.7
23	2.2	194	238	0.88	150	0.82	13.2	184	0	0	399	843	197	42	1.5	72	122	150	96.7

Tab. K. 4 : Caractéristiques de l'actionneur O3 à Iso Pertes au cours de la mission de vol

PMV	f_{elec} [kHz]	V_{FCEM} [V]	V_{OND} [V]	m_a [na]	I_U [A]	$\cos(\phi)$ [na]	J_{Urms} [A/mm ²]	I_q [A]	I_d [A]	Ψ [°]	P_J [W]	P_{FER} [W]	P_{AERO} [W]	$P_{AIMANTS}$ [W]	P_{TOTAL} [kW]	$T_{CULASSE}$ [°C]	T_{CUIVRE} [°C]	$T_{AIMANTS}$ [°C]	η [%]
1	1.0	165	176	0.65	101	0.94	4.5	123	0	0	111	608	68	23	0.8	53	69	108	96.8
2	1.4	228	259	0.96	147	0.89	6.6	180	0	0	239	970	170	93	1.5	64	96	234	97.2
3	1.3	219	234	0.87	106	0.94	4.7	129	0	0	122	911	150	44	1.2	60	79	164	96.6
4	1.2	194	206	0.76	94	0.95	4.2	116	0	0	98	769	108	28	1.0	57	72	130	96.5
5	1.2	208	221	0.82	100	0.94	4.5	122	0	0	110	846	130	36	1.1	59	75	147	96.5
6	1.3	226	242	0.90	105	0.94	4.7	129	0	0	122	953	164	47	1.3	61	80	172	96.5
7	1.2	203	216	0.80	99	0.94	4.4	121	0	0	108	820	123	33	1.1	58	74	142	96.5
8	1.1	192	203	0.75	94	0.95	4.2	116	0	0	98	757	105	27	1.0	56	71	128	96.5
9	1.1	181	191	0.71	88	0.95	3.9	108	0	0	85	696	89	21	0.9	55	68	114	96.4
10	1.1	176	184	0.68	84	0.96	3.8	103	0	0	78	667	82	18	0.8	54	66	107	96.3
11	1.5	243	276	1.02	190	0.88	8.5	230	-32	-8	395	890	203	175	1.7	68	116	345	97.6
12	1.4	232	275	1.02	175	0.85	7.9	214	0	0	337	995	178	136	1.6	67	110	291	97.4
13	1.3	222	257	0.95	161	0.87	7.2	198	0	0	287	931	157	106	1.5	65	101	247	97.3
14	1.1	180	197	0.73	120	0.92	5.4	147	0	0	160	690	88	39	1.0	56	78	137	97.1
15	1.3	217	241	0.89	134	0.90	6.0	164	0	0	198	900	147	70	1.3	62	88	197	97.1
16	1.0	160	167	0.62	76	0.97	3.4	93	0	0	63	586	64	12	0.7	52	62	92	96.2
17	1.2	198	223	0.82	140	0.90	6.3	171	0	0	215	791	115	63	1.2	60	88	179	97.2
18	1.3	211	226	0.84	102	0.94	4.6	125	0	0	114	868	137	38	1.2	59	76	153	96.5
19	1.4	228	246	0.91	110	0.93	4.9	135	0	0	133	969	169	52	1.3	62	82	181	96.6
20	1.3	220	236	0.87	107	0.94	4.8	130	0	0	125	918	152	45	1.2	61	79	167	96.6
21	1.4	236	255	0.95	114	0.93	5.1	139	0	0	142	1017	186	59	1.4	63	84	195	96.6
22	1.4	230	248	0.92	111	0.93	5.0	136	0	0	135	980	173	53	1.3	62	82	184	96.6
23	1.5	246	268	0.99	118	0.92	4.5	145	0	0	154	1083	209	70	1.5	65	88	216	96.6

Tab. K. 5 : Caractéristiques de l'actionneur **MSP 70 kW** au cours de la mission de vol

Annexe L:

Composant de puissance : résumé des tendances technologiques de l'avenir

Physiquement, l'assemblage des différents composants de l'onduleur est associée à de contraintes surtout mécaniques et thermiques. L'amélioration de leur intégration permet d'aller vers structures plus compactes donc une densité de puissance plus élevée [IVA05, COS07]. Les avancées englobent des recherches sur plusieurs voies d'étude mettant en évidence l'amélioration du « packaging » du module de puissance [BUT10, MEN10]. Par exemple :

- protection mécanique des pastilles en Silicium (tenue diélectrique, tenue contre décharges partielles, humidité, ...)
- nouvelles techniques d'interconnexion (soudage des fils de liaison ou bonding, vissage, ...)
- propriétés mécaniques de la semelle pour assurer le maintien mécanique de l'assemblage garantissant à la fois une bonne rigidité et une bonne conductivité thermique ;
- connectique avec le reste du circuit dans lequel il est inséré ;
- étude des substrats d'isolation électrique interne et externe utilisés dans les deux cas : composant discret et module de puissance (cf. Fig. L. 1) ;
- amélioration de l'évacuation de la chaleur dissipée (le cycle thermique entraîne la fatigue du « packaging » : possible rupture à long terme) ;
- la compacité étant la tendance actuelle des nouveaux composants, demande un système de refroidissement plus performant ;
- nouveaux matériaux visant supporter les contraintes thermiques dans un fonctionnement en températures élevées (supérieures à 200 °C).

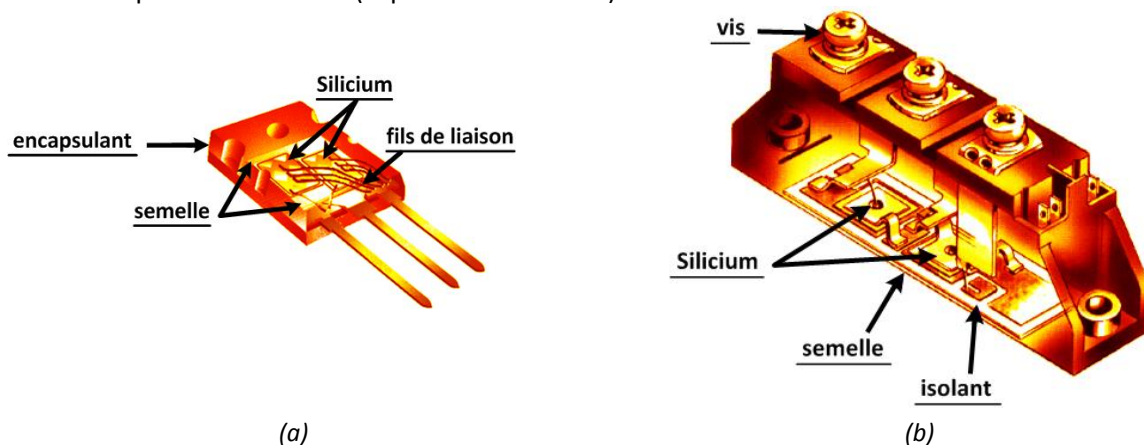


Fig. L. 1 : Composant de puissance : (a) discret ; (b) module de puissance

Les critères de choix d'un composant de puissance se font par la tenue en tension lors du blocage, les pertes en conduction réduites, la(es) stratégie(s) de commande envisagée(s) et la rapidité (la fréquence de commutation envisagée).

Une commutation rapide proportionne des transferts d'énergies rapides, par conséquent une énergie plus faible stockée dans les éléments passifs et donc une éventuelle réduction de la taille du composant de puissance.

Le Silicium est le matériau le plus répandu dû à sa technologie maîtrisée et des raisons de coût. Par contre, les composants actifs à base de Silicium sont physiquement limités dans leurs applications dès lors que l'enjeu stratégique d'intégration soumis la conversion de l'énergie à des conditions environnementales sévères. Conditions suivies des niveaux élevés de tension, de température et de fréquence de commutation [TOO10].

Pour avoir une idée, au dessus d'une température de 200 °C à 1200 V les propriétés mécaniques du Silicium ne tiennent plus la tenue en tension et une fréquence de commutation rapide. D'autre part, à ce stade le Silicium n'est plus fiable d'un point de vue électrique. L'effet et les phénomènes suivis de l'augmentation de la température des semi-conducteurs en Silicium sont brièvement rappelés :

- entre 150 °C et 200 °C : perte des propriétés électriques et vieillissement accéléré ;
- à 250 °C environ : le silicium redevient intrinsèque, les jonctions disparaissent et le composant perd toutes ses propriétés d'interrupteur (forte probabilité de défaillance) ;
- à 370 °C environ : le changement d'état de structures physiques commence. La soudure Silicium-boîtier fond, la pastille (puce) « flotte » sur sa semelle (cf. Fig. L. 1) ;
- à 580 °C environ : à cette température la soudure Silicium-fils de liaison fond ;
- à 1415 °C environ : nous atteignons la température de fusion du Silicium.

Afin de répondre aux nouvelles exigences demandées dans les systèmes embarqués aéronautiques, les performances des technologies sont en train d'évoluer. Le but étant aussi de réduire l'encombrement et le poids des équipements, l'onduleur de tension tend vers de forts niveaux d'intégration. Une solution évidente, permettant de dépasser les limites actuelles du silicium, consiste à changer de matériau.

Les enjeux mettent en évidence l'amélioration de la fiabilité des systèmes embarqués dans les avions. La recherche actuelle vise donc une compréhension des mécanismes physiques de dégradation et bien évidemment le vieillissement des composants de puissance sortis de l'utilisation des nouveaux matériaux considérés. Aujourd'hui plusieurs études de recherche sont en cours vers les matériaux appelés à « large bande interdite » ou « grand gap ». Nous pouvons citer les matériaux suivant [DIA07] : AlN, BN, GaN [DUB99], GaP, SiC [CHO00, RAN03, ZEL06, HAM11] et le diamant [FRI06, CIV09, RAY10, KON11].

Les matériaux s'avérant les plus prometteurs sont le « carborundum » appelé aussi carbure de Silicium (SiC), le nitrure de Gallium (GaN) et le diamant. Actuellement, le SiC fait l'objet de beaucoup de recherche et certains composants sont déjà en phase de pré-commercialisation. Ces matériaux sont intéressants pour leurs propriétés électriques et thermiques, comme par exemple : fonctionnement sur une large gamme de température (> 200 °C), forte tenue en tension commutable (supérieure à 600 V), grande conductivité thermique (environ quatre fois supérieure à celle du Silicium), etc.

L'utilisation des matériaux grands gap semble être une réponse aux fonctionnements dans des environnements très sévères d'une part et permettra la réduction des systèmes de refroidissement d'autre part. De plus envisagera aussi la montée en fréquence de commutation qui entrainera la réduction de volume des composants passifs associés (inductances, transformateurs, capacités et résistances).

Plusieurs projets intéressants dans le domaine sont en cours, comme par exemple « MORGAN » (*Materials for robust gallium nitride*), « MoreGaN » (*Mosfets Realization on Gallium Nitride*), « ToPoGaN1 » (*Toulouse Power GaN N°1*), « DIAMONIX » (Modélisation thermomécanique des assemblages électronique de puissance haute température), etc.

Annexe M :

Stratégies de commande de l'onduleur de tension : importante intégration

L'évolution [SCH64] s'est faite dès la MLI sinusoïdale appelée « stratégie intersective » à l'approche vectorielle [SEI88]. La première, ayant les instants de commutation par échantillonnage naturel donc non répartis à des intervalles équidistants, adaptées aux implémentations analogiques. La seconde, suite au développement des techniques de modulation par échantillonnage dans les années 70, adaptées aux implantations numériques [BOW75, BOW97, SAL02].

Dans l'ordre d'évolution, la MLI sinusoïdale régulière a présenté l'avantage d'être facilement implémentée en temps réel par un processeur numérique. La modulante est échantillonnée une fois (échantillonnage régulier symétrique) ou plusieurs fois (échantillonnage régulier asymétrique) par période de découpage. Par contre, il n'y a pas une exploitation optimale de la tension du bus continu en entrée de l'onduleur « V_{convDC} » (cf. Fig. M. 1).

Cet effet est lié à l'absence d'une composante homopolaire des tensions simples de l'onduleur « V_{UN}, V_{VN}, V_{WN} ». En effet, le fonctionnement dans la zone linéaire est caractérisé par un fonctionnement avec des indices de modulation « $m_a \leq 1$ » [GHO05].

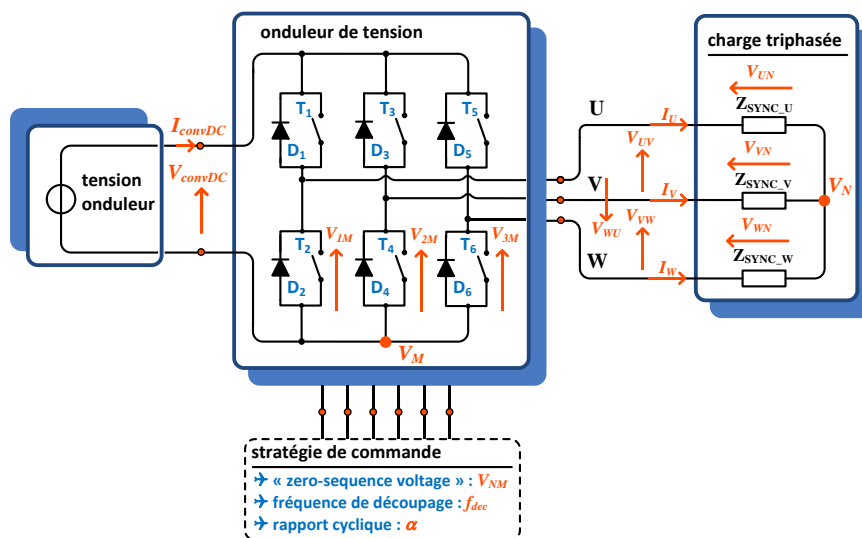


Fig. M. 1 : Charge triphasée alimentée par onduleur de tension (« Voltage Source Inverter ») deux niveaux

La Fig. M. 2 présente un panorama des stratégies de commande en boucle ouverte les plus répandues d'aujourd'hui. La charge considérée est l'actionneur MSP 70 kW (solution référence) de LIEBHERR Aerospace Toulouse.

Les courbes sont tracées au point de puissance maximale de la mission de vol avec un rapport cyclique maximal idéal « $\alpha_{MAX} = 1$ ». Ce point représente un fonctionnement en zone de surmodulation de la MLI, soit un fonctionnement en mode défluxé de l'actionneur.

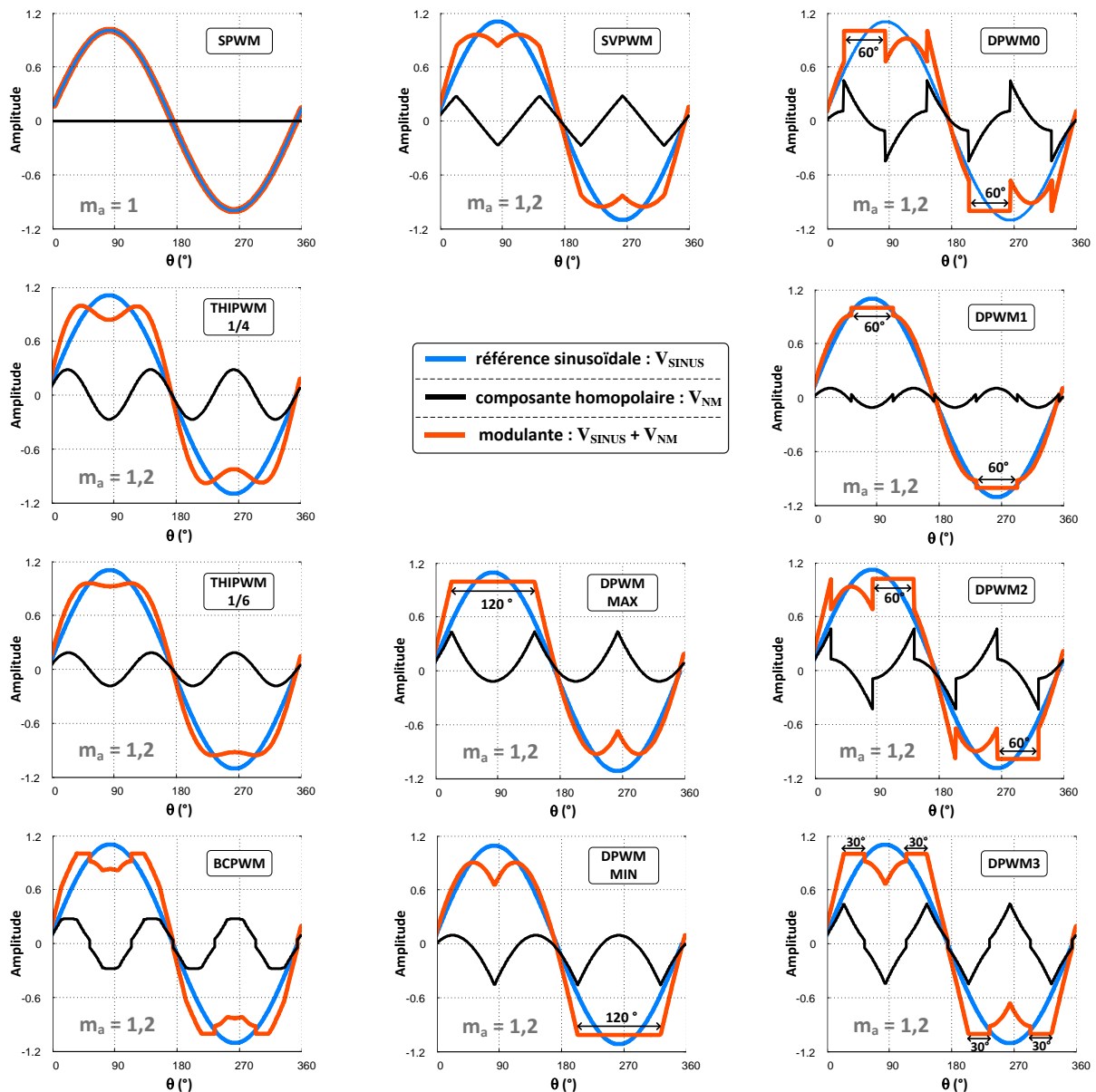


Fig. M. 2 : Différentes stratégies de commande - charge actionneur solution LIEBHERR-Aerospace Toulouse au point de 70kW

Les méthodes « THIPWM1/4 » et « THIPWM1/6 » représentent les stratégies de d'injection d'harmonique 3 les plus répandues. La première utilisée dans la minimisation des harmoniques des tensions simples de l'actionneur et la deuxième pour maximiser l'indice de modulation [BUJ75, BOW85, ALE99].

Les méthodes initiées par « DPWM » désignent les stratégies de commande dites : MLI discontinues. Ces techniques saturent la modulante pendant un intervalle de 120 ° de sa période, donc à tout instant l'onduleur ne fonctionne qu'avec deux phases. Le but est donc de réduire le nombre de commutations des composants de puissance pour réduire les pertes du convertisseur.

Les stratégies « DPWMMAX » et « DPWMMIN » bloquent l'interrupteur sur un intervalle complet de 120 ° de la période de la modulante. La première ne bloque que les interrupteurs du haut (T_1, T_3, T_5) et la deuxième seulement les interrupteurs du bas (T_2, T_4, T_6) des bras de l'onduleur. Ces méthodes sont appelées asymétriques pour ne pas répartir également les pertes entre les interrupteurs du haut et du bas dans un même bras de l'onduleur [BRO91, FUK97, LIP98].

Pour équilibrer les pertes, les autres stratégies discrètes sont appelées symétriques. Les méthodes « DPWM0 », « DPWM1 » et « DPWM2 » sont caractérisées pour avoir deux intervalles de saturation de 60°. La position de la saturation est fonction de l'angle de déphase entre la tension et le courant de l'actionneur (facteur de puissance de la charge).

Le principe consiste à saturer la modulante afin d'éviter la commutation sur le bras dans lequel le courant maximal passe [OGA89, ALE93, HAV98]. Le but étant toujours de réduire les pertes par commutation, la « DPWM3 » diffère des antérieurs pour avoir quatre intervalles de saturation de 30° au lieu de deux de 60°. L'utilisation de cette technique est plutôt destinée à points de fonctionnement avec faibles « $\cos(\phi)$ » [HAV99, HOL03].

Les techniques brièvement décrites ont une approche locale par bras. Autrement dit, les cellules de commutation sont analysées séparément et les motifs de commutation sont décalés de 120°. Par contre, pour une approche globale de l'onduleur, l'idée est basée via l'« abstraction » vectorielle, technique appelée « SVPWM » ou encore stratégie barycentrique [SEI88, BRO88, OGA89]. Considérée dans le **Chapitre 4**, décrit dans l'**Annexe N**.

Dans cette approche la notion de secteurs est appliquée [FOC00, BIN06, MIL08]. Un secteur est défini par deux vecteurs adjacents imposant la tension aux bornes de l'actionneur. La stratégie consiste à coordonner l'évolution des vecteurs en commutant seulement une fois sur un seul bras de l'onduleur. Temporellement la tension de neutre « V_{NM} » a une allure triangulaire et correspond à la tension moyenne des valeurs maximale et minimale des trois références sinusoïdales à tout instant.

Le bilan des techniques de modulation a été donc présenté. Il est sûr que la stratégie de MLI d'un onduleur, peut améliorer sensiblement les performances du système.

L'impact des différentes techniques MLI est souvent évalué par des critères de performance [HOL94], comme par exemple :

- l'indice de modulation (fonctionnement en zone linéaire ou saturée) ;
- la distorsion maximale harmonique des formes d'onde de courant (en entrée ou en sortie) ;
- la distorsion harmonique vectorielle pondérée ;
- l'ondulation de la tension « V_{convDC} » ;
- les pertes totales dans le convertisseur ;
- la vérification de la répartition des pertes sur les bras de l'onduleur ;
- minimisation du flux dans les coupleurs (couplage externe entre l'onduleur et l'actionneur) ;
- l'ondulation du couple électromagnétique de l'actionneur ;
- les pertes harmoniques dans l'actionneur.

Ces critères fournissent donc les moyens de comparer les qualités des différentes stratégies de commande et la sélectionner selon le critère à privilégier.

Vu les problématiques citées, nous concluons que la stratégie de commande est la fonction qui gère l'interface entre l'actionneur HSPMSM et l'onduleur de tension. Elle joue aussi sur le fonctionnement optimal du système.

Des travaux visant l'intégration systémique de la stratégie de commande sont bien évidemment en cours. Certains sont présentés par la suite.

☑ Présentation de certains travaux concernant l'importance des stratégies de commande

Le travail présenté en [DA08] a montré l'impact de la stratégie de commande « DPWM1 » sur les pertes fer et les ondulations de couple électromagnétique de l'actionneur. L'analyse de cet impact a été traitée dans les cas d'étude suivants :

- une structure classique (cf. Fig. M. 1), à savoir l'équivalent d'un onduleur classique à trois bras et un actionneur, classique lui aussi, avec un bobinage étoile ;
- une structure particulière (cf. Fig. M. 3), l'actionneur double étoile (structure appelée *duplex*) alimenté par des onduleurs triphasés indépendants connectés en parallèle sur le bus HVDC.

Concernant l'intérêt de ce dernier, le déphasage des motifs de découpage via la stratégie de commande autorise la création d'une fréquence de découpage apparente plus élevée permettant de réduire les ondulations du courant d'entrée de la source HVDC.

Le travail a montré que ce déphasage au niveau de la commande permet de réduire les ondulations du courant de phase total (divisé par deux) mais augmente les ondulations de courant individuelles de chaque « sous-bras ».

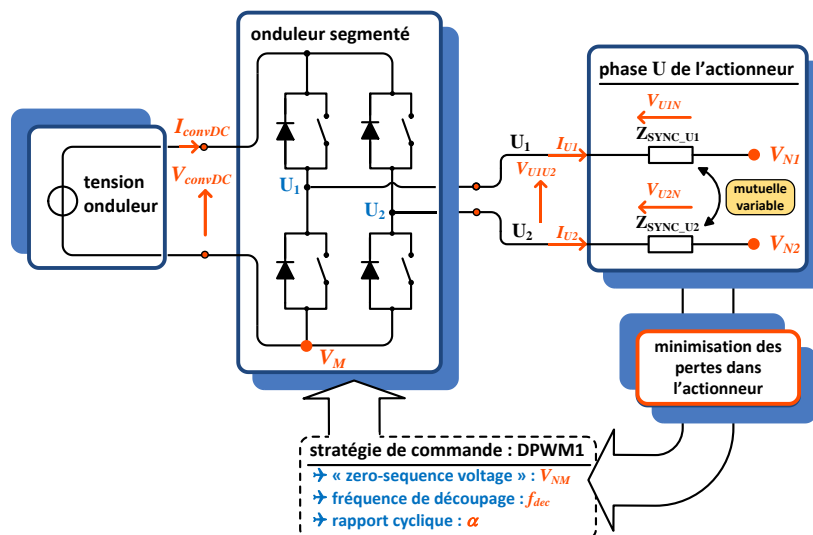


Fig. M. 3 : Impact de la stratégie de commande « DPWM1 » sur les pertes dans l'actionneur double-étoile

Le travail a étudié deux différentes configurations de sous-bobinage (sans modifier la géométrie de l'actionneur). Le circuit magnétique de l'actionneur est donc commun aux deux étoiles.

La disposition des étoiles définit les couplages internes de l'actionneur et influencent tant le comportement des tensions de mode commun des deux systèmes triphasés (réponse transitoire, chute de tension inductive, caractéristique dans le plan couple-vitesse) que le comportement des tensions différentielles (ondulations de courant d'entrée).

Avec la stratégie de commande « DPWM1 », l'étude a montré qu'avec une alimentation segmentée de l'onduleur (multiniveaux parallèle) et un actionneur double étoile, nous pouvons avoir une réduction des pertes fer dans l'actionneur de plus de 30 % entre différentes dispositions internes des étoiles.

L'innovation apportée dans ce travail a consisté à obtenir une structure plus simple tout en jouant sur les couplages (inductances mutuelles des bobinages) au sein de l'actionneur.

Cette nouvelle topologie d'actionneur multi-étoile avec une alimentation multicellulaire parallèle (onduleur segmenté) a été brevetée en 2009 par **T. Meynard** et la **société Liebherr-Aerospace Toulouse SAS** (A.M. Lienhardt, V. Devanneaux, P. Brodeau, R. Ruelland, J.P. Carayon) [BRE09]. L'innovation de cette architecture relie :

- du point de vu de l'onduleur de tension, la possibilité d'un choix des semi-conducteurs les plus performants pour une application donnée ;
- le fait d'une décomposition en multi-systèmes isolés au sein de l'actionneur permet de déphaser les motifs de découpage et de créer donc une fréquence apparente plus élevée.

Grâce à des logiciels de calcul des champs, avec cette structure, de retrouver un effet analogue à celui obtenu avec des coupleurs externes [BAK06, DA09]. Dans ce contexte, une autre étude intéressante, présentée en [COU10], a abordé l'ensemble convertisseur plus actionneur, dans le cas d'un actionneur double étoile avec neutre non relié cf. Fig. M. 4.

La stratégie de commande développée, appelée « BCPWM », crée et injecte une composante homopolaire qui cherche à minimiser la valeur maximale d'ondulation du flux dans les coupleurs ICT (« InterCell Transformer »). Cette minimisation du flux dans le noyau est suivie d'une réduction de la masse des coupleurs (placés à l'extérieur de l'actionneur). L'efficacité de la méthode a été comparée avec les stratégies de commande préalablement citées (cf. Fig. M. 2).

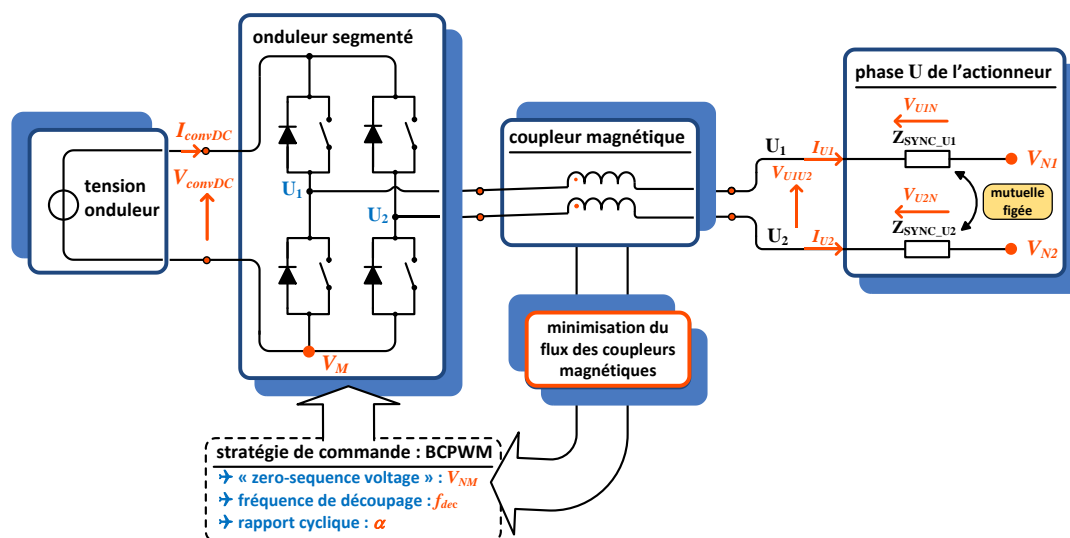


Fig. M. 4 : Stratégie de commande visant la minimisation de la masse des coupleurs magnétiques

Les cas présentés montrent sans doute l'intérêt et le rôle du choix de la stratégie selon le critère adopté. Dans le contexte de systèmes embarqués, notamment l'aéronautique, les nouvelles tendances technologiques des systèmes embarqués visant la compacité, le fonctionnement à haute vitesse, fréquences de découpage élevées, etc. fait apparaître de nouveaux problèmes techniques.

- réduction des perturbations du bus continu HVDC (contraintes de qualité réseau) ;
- la compatibilité électromagnétique (CEM) ;
- les faibles rapports de fréquence entre la porteuse et la modulante ;
- l'amplitude des harmoniques de tension appliquées dans l'actionneur ;
- les surtensions propagées via les câbles longs entre le convertisseur et l'actionneur (>7 m) ;
- les faibles valeurs d'inductances synchrones de l'actionneur HSPMSM engendrent de THD de courant élevés (>20%) ;
- la rapidité des composants de puissance donne de dV/dt élevés.

Des études vers de nouvelles techniques de modulation [HOB05, HOL07, VID08, COU11, NGU11] sont en développement pour résoudre d'autres problématiques qui ne sont pas traitées dans cette thèse, mais tout à fait correspondantes à notre thématique d'étude. Par exemple, stratégies de commande pour :

- la réduction des condensateurs présents dans le bus continu ;
- l'amélioration de la robustesse de convertisseurs ;
- la réduction voire l'élimination des filtres de sortie entre l'onduleur et l'actionneur ;
- la reconfiguration du circuit en cas de défaillance, fonctionnement en mode dégradé ;
- la réduction des perturbations électromagnétique (réduction du courant de mode commun).

Le choix de la commande joue un rôle sur les pertes de l'onduleur, les pertes dans l'actionneur, le bruit acoustique, etc. **L'étude de nouvelles stratégies de commande représente un champ de recherche très prometteur vis-à-vis d'un dimensionnement systémique optimal.**

Dans une étape « n+1 » d'une conception intégrée par optimisation, il se peut envisager de mettre par exemple le choix de la stratégie de commande comme une variable d'optimisation.

Annexe N :

Rappels de la commande « SVPWM »

Le Tab. N. 1 résume tous les niveaux de tension de l'onduleur de tension triphasé « deux niveaux » et associe les huit vecteurs (2^3) adaptés à la stratégie SVPWM. Dans ce tableau, pour des questions d'espace, il faut tenir compte de l'équivalence suivante : « $U = V_{convDC}$ ».

Vecteur	$[S_U S_V S_W]$	Interrupteurs		Tensions onduleur			Tensions composées			Tensions étoilées		
		ON	OFF	V_{UM}	V_{VM}	V_{WM}	V_{UV}	V_{VW}	V_{WU}	V_{UN}	V_{VN}	V_{WN}
V_0	[0 0 0]	K'_1, K'_2, K'_3	K_1, K_2, K_3	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	[1 0 0]	K_1, K'_2, K'_3	K'_1, K_2, K_3	+U	0	0	+U	0	-U	+2.U/3	-U/3	-U/3
V_2	[1 1 0]	K_1, K_2, K'_3	K'_1, K'_2, K_3	+U	+U	0	0	+U	-U	+U/3	+U/3	-2.U/3
V_3	[0 1 0]	K'_1, K_2, K'_3	K_1, K'_2, K_3	0	+U	0	-U	+U	0	-U/3	+2.U/3	-U/3
V_4	[0 1 1]	K'_1, K_2, K_3	K_1, K'_2, K'_3	0	+U	+U	-U	0	+U	-2.U/3	+U/3	+U/3
V_5	[0 0 1]	K'_1, K'_2, K_3	K_1, K_2, K'_3	0	0	+U	0	-U	+U	-U/3	-U/3	+2.U/3
V_6	[1 0 1]	K_1, K'_2, K_3	K'_1, K_2, K'_3	+U	0	+U	+U	-U	0	+U/3	-2.U/3	+U/3
V_7	[1 1 1]	K_1, K_2, K_3	K'_1, K'_2, K'_3	+U	+U	+U	0	0	0	0	0	0

Tab. N. 1 : Onduleur de tension « deux niveaux » : tabulation des vecteurs de la SVPWM et différents niveaux de tension

Dans cette approche de modulation, la notion de secteurs est appliquée [FOC00, BIN06, MIL08]. Un secteur est défini par deux vecteurs adjacents, imposant la tension aux bornes de l'actionneur. Chaque vecteur est appliqué pendant une durée déterminée de façon à atteindre les valeurs moyennes de tension (sur une période porteuse) et donc à assurer la tension « $\langle V_k \rangle$ » demandée par point de fonctionnement.

La figure Fig. N. 1 illustre un cas généralisé. Le vecteur « V_k », situé dans le secteur I, est construit par les contributions des vecteurs actifs « V_1 » et « V_2 » appliqués, respectivement, pendant une durée « t_1 » et « t_2 » sur la période de découpage (N-1).

$$V_k = \frac{t_1}{T_{dec}} \cdot V_1 + \frac{t_2}{T_{dec}} \cdot V_2 \quad (N-1)$$

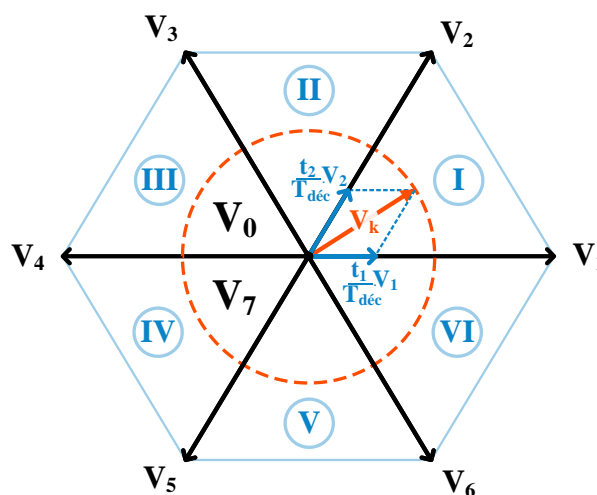


Fig. N. 1 : Représentation vectorielle de l'onduleur « 2-niveaux »

Dans la gestion de la « MLI » vectorielle, il existe différentes possibilités de coordonner l'évolution des vecteurs. Dans le cas de la SVPWM, le principe consiste à commuter un seul interrupteur de l'onduleur. Les temps d'apparition « t_0 » et « t_7 » concernent les temps de roue libre, caractérisant les passages par zéro des tensions composées de l'onduleur. D'un point de vue vectoriel, il est donc nécessaire de déterminer le secteur (I, II, III, IV, V ou VI) agissant dans la construction du vecteur « V_k » désiré, ainsi que leur durée d'application. La stratégie de commande implantée de façon scalaire est présentée par la suite.

☑ Insertion de la composante homopolaire et création des modulantes

Dans le cas d'une MLI triphasée, en particulier pour des charges triphasées avec point neutre isolé, **la principale propriété de cette structure est l'absence de composantes homopolaires dans le spectre harmonique des tensions étoilées de l'actionneur « V_{UN}, V_{VN}, V_{WN} » [HAV99, CAP02].** Le fait d'imposer les tensions composées de l'actionneur « V_{UV}, V_{VW}, V_{WU} » par l'intermédiaire des tensions d'alimentation vues de l'onduleur « V_{UM}, V_{VM}, V_{WM} », offre un degré de liberté en jouant sur le mouvement du neutre par rapport à la référence d'alimentation « M » via la composante homopolaire « V_{NM} », appelée aussi « *zero sequence voltage* » [HOL96, CAP02, HOL03].

Les tensions étoilées de l'actionneur sont donc indépendantes de la tension « V_{NM} ». Cette dernière n'est donc composée que des composantes homopolaires. Il existe donc une infinité de façons de générer toute composante homopolaire via les ordres de commandes des interrupteurs sans changer les tensions de l'actionneur. Autrement dit, les ordres de commande « S_U, S_V, S_W » des cellules de commutation ne sont pas uniques à tension modulantes de référence données. Cela représente la caractéristique la plus importante qui permet d'ouvrir le champ d'étude des différentes stratégies de commande.

Le but est d'améliorer le fonctionnement de l'onduleur de tension ou de permettre de mieux l'intégrer dans le système global [HOB04, DA09, PAT09]. L'Annexe M présente brièvement un panorama sur les différentes et modernes stratégies de commande de l'actualité. Dans le cas de la SVPWM, la composante homopolaire « V_{NM} » est obtenue à partir de la tension médiane « V_{MED} » :

$$V_{NM} = -\frac{V_{MED}}{2} \quad (N-2)$$

Instantanément, la tension médiane (cf. Fig. N. 2a) est exprimée par :

$$v_{MED}(t) = \max[v_{U_REF}(t), v_{V_REF}(t), v_{W_REF}(t)] + \min[v_{U_REF}(t), v_{V_REF}(t), v_{W_REF}(t)] \quad (N-3)$$

Les tensions de référence, utilisées pour la commande de l'onduleur de tension sont définies :

$$v_{U_REF}(t) = m_a \cdot \sin(\theta) \quad (N-4)$$

$$v_{V_REF}(t) = m_a \cdot \sin\left(\theta + \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (N-5)$$

$$v_{W_REF}(t) = m_a \cdot \sin\left(\theta - \frac{2}{3} \cdot \pi\right) \quad (N-6)$$

« m_a » représente l'indice de modulation appelé aussi coefficient de réglage en tension, donné par le rapport entre la tension crête des phases et la tension convertisseur (N- 7).

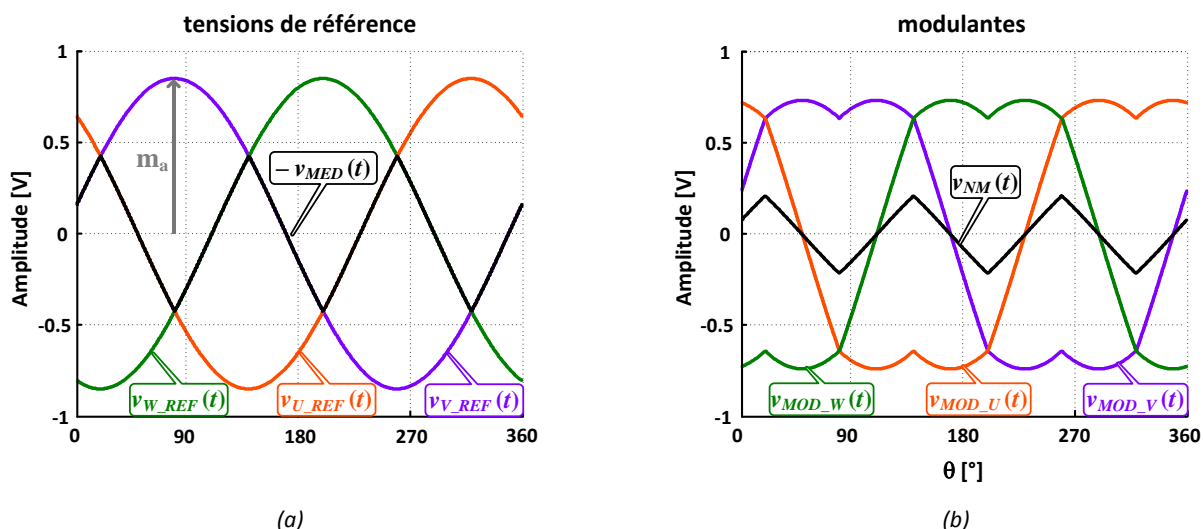


Fig. N. 2 : (a) tensions de référence et tension médiane ; (b) modulantes et composante homopolaire

$$m_a = 2 \cdot \frac{V_{XXN}^{crete}}{V_{convDC}} \quad (N-7)$$

« XX » représente les phases de l'actionneur « XX = U, V, W ». Dans notre démarche, les valeurs de « m_a » sont issues du modèle de l'actionneur.

Nous remarquons que la composante médiane (cf. Fig. N. 2a) donc la composante homopolaire (cf. Fig. N. 2b) évolue à trois fois la fréquence des références. Cette caractéristique permet d'élargir la zone linéaire de la MLI « $m_a > 1$ » (fonctionnement en surmodulation) et de mieux se servir de la tension du bus continu [MON97]. Pour ce faire, les signaux des modulantes doivent être adaptés en ajoutant la composante homopolaire. La figure Fig. N. 2b présente les formes d'onde des modulantes définies instantanément par :

$$v_{MOD_U}(t) = v_{U_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (N-8)$$

$$v_{MOD_V}(t) = v_{V_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (N-9)$$

$$v_{MOD_W}(t) = v_{W_REF}(t) + v_{NM}(t) \quad (N-10)$$

☑ Echantillonnage des modulantes et génération des signaux de commande des interrupteurs

La figure Fig. N. 3 présente le chronogramme temporel sur une période électrique d'une des modulantes. D'après la loi (N- 11), la porteuse triangulaire « coupe » la modulante échantillonnée « $v_{MOD_U}^*(t)$ » une fois par demi-période, ce qui entraîne par période de découpage « T_{dec} » un amorçage et un blocage du composant de puissance.

Les signaux complémentaires de commande « S_U » et « S_U' » représentent donc la « signature » de la modulante, codée par le rapport cyclique (temps de conduction sur la période de découpage).

$$S_U(t) \begin{cases} = 0 & \text{si } v_{MOD_U}(t) < v_{TRI}(t) \\ = 1 & \text{si } v_{MOD_U}(t) \geq v_{TRI}(t) \end{cases} \quad (N-11)$$

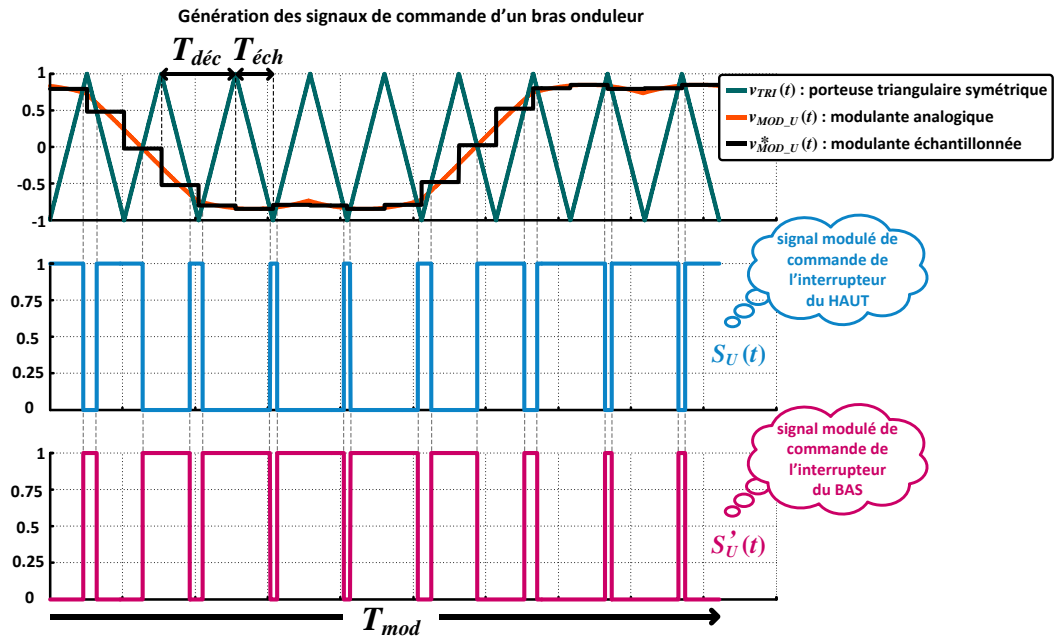


Fig. N. 3 : Chronogramme temporel de la génération des ordres de commande d'une cellule sur une période de modulante

« T_{dec} » représente la période de découpage ; « $T_{éch}$ » représente la période d'échantillonnage.

La Fig. N. 3 illustre le cas d'un échantillonnage idéal, sans la prise en compte du temps mort « t_d » des interrupteurs, présentée dans le **Chapitre 4**. C'est l'application de ces signaux de commande qui permettra d'avoir des tensions découpees en sortie de l'onduleur, caractérisant les niveaux présentés dans le tableau Tab. N. 1.

Annexe O :

Présentation du module de puissance « dual pack » de référence

Module de référence SEMIX553GB128D

(utilisé dans la structure DUPLEX 70 kW projet MOET)

Élément	Notation	Valeur
CALIBRE :		
en tension	V_{OP} [V]	1200
en courant	I_{OP} [A]	380
IGBT :		
tension sur la jonction en conduction	V_{IGBT0} [V]	1.0516
résistance à l'état passant	R_{ON_IGBT} [mΩ]	4.4
résistance de conduction thermique	R_{THJC_IGBT} [K/W]	0.061
coefficients d'énergie à l'amorçage : ✓ $V_{CC} = 600$ V ; ✓ $R_G = 3$ Ω ✓ $T_j = 125$ °C ; ✓ $V_{GE} = \pm 15$ V	a_{ON} [mJ/pulse]	5.3
	b_{ON} [mJ/A]	0.08
	c_{ON} [10^{-8} J/A ²]	4
coefficients d'énergie au blocage : ✓ $V_{CC} = 600$ V ; ✓ $R_G = 3$ Ω ✓ $T_j = 125$ °C ; ✓ $V_{GE} = \pm 15$ V	a_{OFF} [mJ/pulse]	3.1
	b_{OFF} [mJ/A]	0.06
	c_{OFF} [10^{-8} J/A ²]	3.0
DIODE :		
tension sur la jonction en conduction	V_{DIODE0} [V]	0.9729
résistance électrique à l'état passant	R_{ON_DIODE} [mΩ]	3.6
résistance de conduction thermique	R_{THJC_DIODE} [K/W]	0.11
coefficients d'énergie au blocage : ✓ $V_{CC} = 600$ V ; ✓ $R_G = 3$ Ω ✓ $T_j = 125$ °C ; ✓ $V_{GE} = \pm 15$ V	a_{RR} [mJ/pulse]	4.5
	b_{RR} [mJ/A]	0.04
	c_{RR} [mJ/A ²]	0.0
BOITIER TYPE DUAL PACK :		
nombre d'interrupteurs dans le boitier	NI [na]	2
résistance de contact thermique boitier dissipateur	R_{TH_BD} [K/W]	0.04
largeur du « pack »	ω_{PACK} [mm]	61.6
longueur du « pack »	l_{PACK} [mm]	149.5
masse du « pack »	M_{DP} [g]	289

Tab. O. 1: Données du module de référence

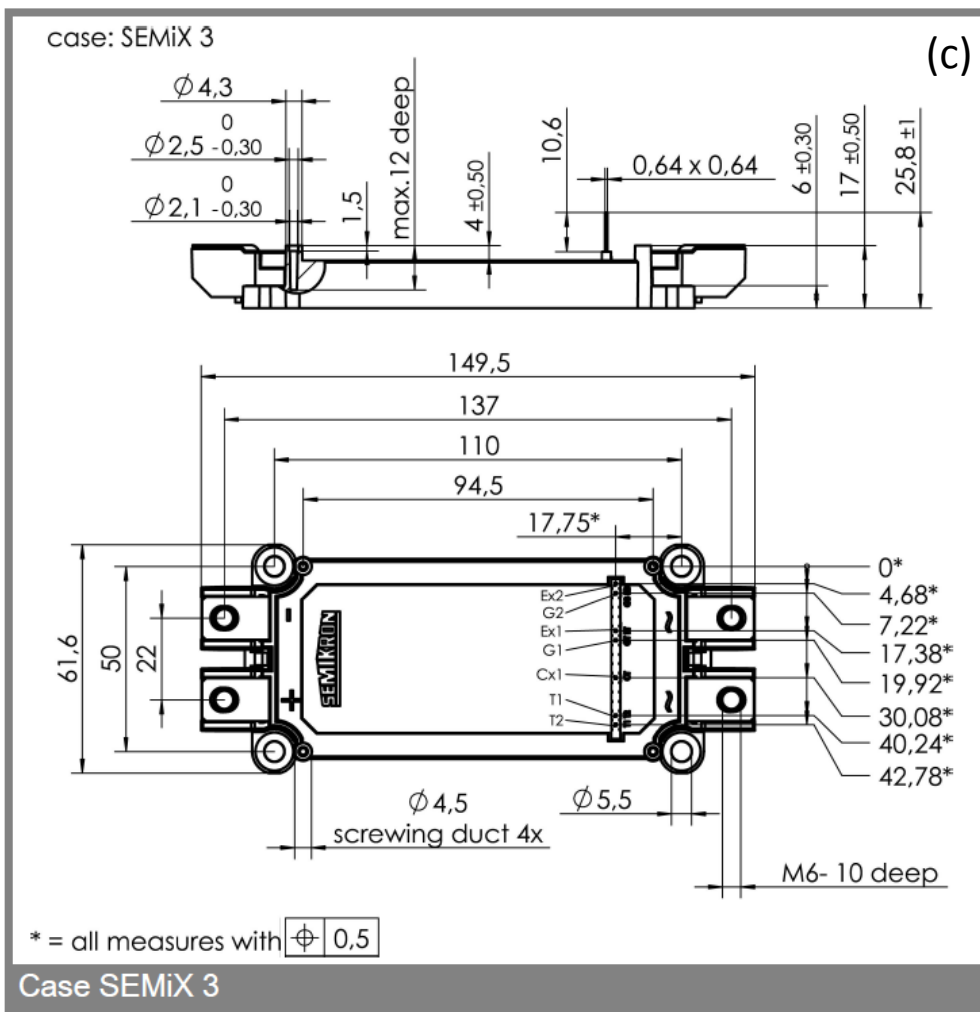
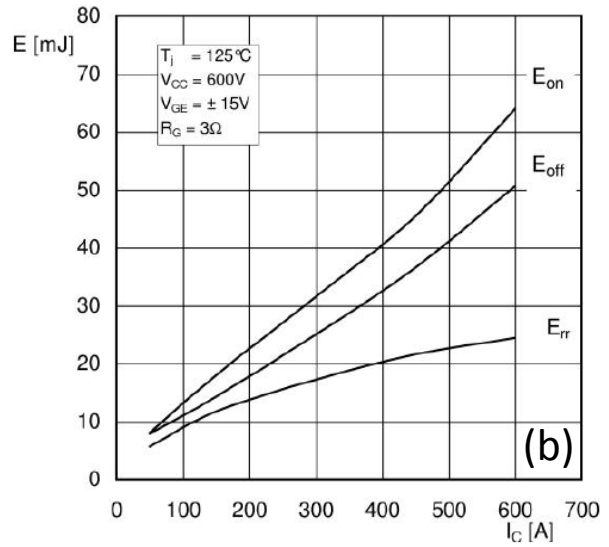
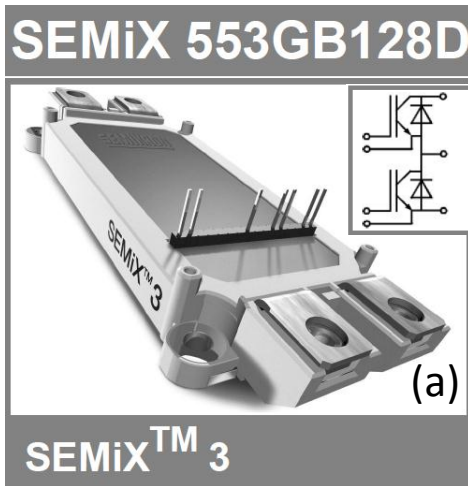
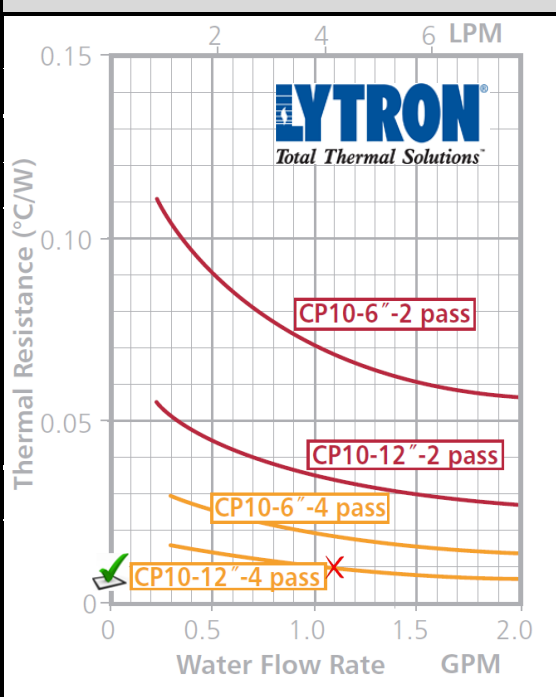


Fig. O. 1 : (a) Photo du module ; (b) Courbes des énergies de commutation ; (c) dimensions du boîtier « dual pack »

Annexe P :

Présentation de la plaque froide de référence

Plaque froide de référence : LYTRON « CP10 – 4 pass »

Élément	Notation	Valeur	Débit en fonction de la résistance thermique
*résistance thermique	R_{TH_PF} [K/W]	0.01	
*débit du liquide caloporteur	Q_{PF} [LPM]	~5	
largeur de la plaque froide	w_{PF} [mm]	89	
longueur de la plaque froide	l_{PF} [mm]	304	
masse de la plaque froide	M_{PF} [g]	800	

* valeurs choisies pour notre modélisation

→ **Remarque** : il est observé que pour la plaque choisie, la résistance thermique a très peu de variation.

liquides caloporteurs compatibles :

eau
EGW

Tab. P. 1 : Caractéristiques de la plaque froide de référence

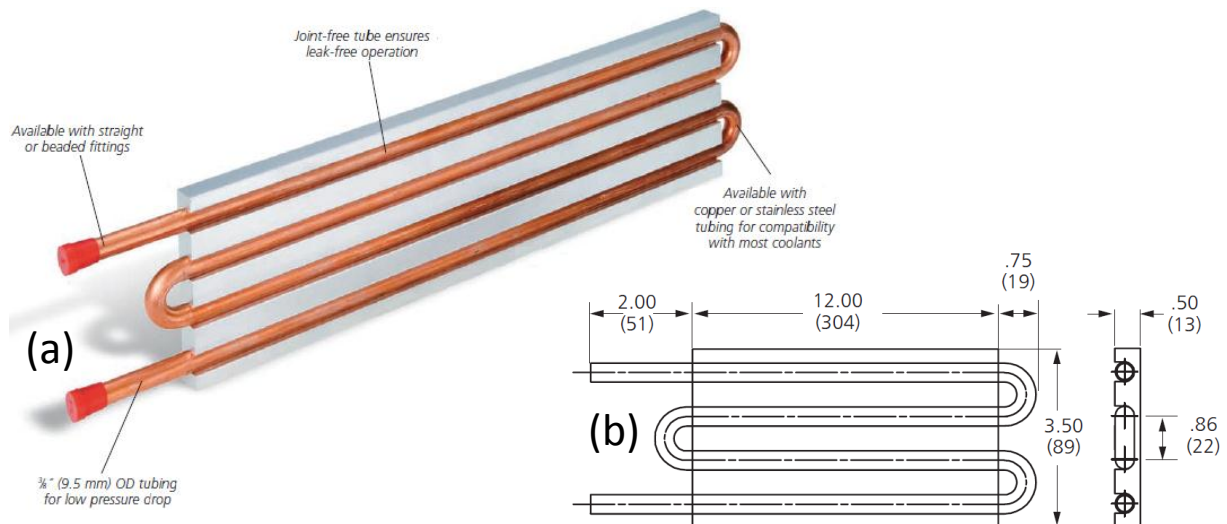


Fig. P. 1 : (a) photo de la plaque ; (b) dimensions de la plaque froide en pouce et entre parenthèses en millimètres

Annexe Q :

Aperçu général des différentes topologies d'onduleurs de tension

L'association de plusieurs cellules de commutation, utilisées en mode différentiel au sein de l'onduleur de tension, lui permet de délivrer à l'actionneur une onde alternative d'allure sinusoïdale. A ce stade, les stratégies de commande de l'onduleur de tension (**Annexe N**) utilisant des techniques de modulation en largeur d'impulsion (MLI) jouent un rôle très important [**FOC00**, **HOL03**].

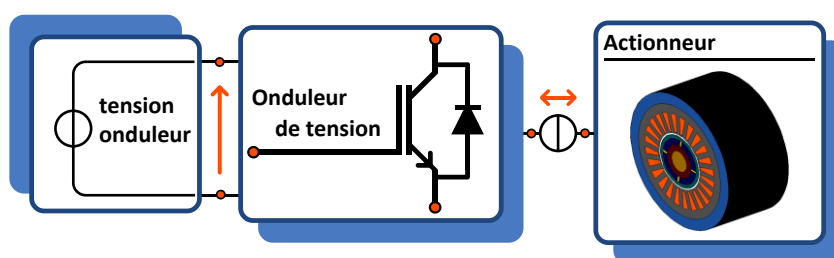


Fig. Q. 1 : Caractère « source de tension » et « source de courant » de la conversion d'énergie

Dans la génération du courant sinusoïdale absorbé par l'actionneur, les stratégies de commande définissent les ordres de commande appliqués à la cellule de commutation composée des commutateurs « K_1 , K_2 » cf. Fig. Q. 2a. Ces ordres caractérisent les mécanismes de commutations et prévoient donc l'amorçage et le blocage des interrupteurs « T_1 , T_2 » et des diodes « T_1 , T_2 » [**FOC98**] cf. cf. Fig. Q. 2 (b, c).

Les mécanismes peuvent être classés en deux différentes techniques de pilotage de la cellule de commutation selon la gestion de la commande des interrupteurs du haut « K_1 » et du bas « K_2 » : les signaux de commande « SC_1 , SC_2 » complémentaires ou alors disjoints [**HAV98**, **FOC98**, **HOL03**]. Les deux techniques bien évidemment respectant la forte contrainte d'éviter le court-circuit de bras.

L'onduleur de tension est le responsable de la conversion DC-AC. Cette transformation est possible, de façon généralisée, via **deux différentes manières** [**FOC98**]. Toutes les deux utilisant la cellule de commutation comme l'élément de base.

La **première manière** consiste à brancher directement la cellule de commutation de base à la source continue cf. Fig. Q. 2c. La tension « V_{convDC} » est transmise à la charge en fonction de la stratégie de commande utilisée et la fréquence « f_{dec} » des interrupteurs définira cycliquement le motif de la tension délivrée à l'actionneur à un point de fonctionnement donné.

Cette manière ne proportionne pas un contrôle d'amplitude de la tension appliquée au composant de puissance. Une contrainte forte attachée à l'utilisation directe de la cellule de commutation repose sur le calibre en tension du composant de puissance : zéro (en conduction) et « V_{convDC} » (à l'état bloqué), nous parlons donc de l'onduleur de tension deux-niveaux [**FOC00**].

La **deuxième manière** permet un réglage de l'amplitude de la tension « V_{convDC} » disponible via l'arrangement des cellules de commutation cf. Fig. Q. 2d où « n » représente le nombre de cellules de commutation « K_j , K'_j » avec « $j = 1, \dots, n$ ».

Ces sources flottantes de tension « $(n-1)V_{convDC}/n, \dots, V_{convDC}/n$ » imposent donc le « pas de commutation de tension ». Autrement dit, les niveaux des tensions bloquées. Par contre, le calibre en courant des composants de puissance reste identique à celui d'une structure à deux niveaux. Cette structure est appelée multicellulaire série.

Elle a l'avantage de réduire les contraintes en tension des interrupteurs. Une caractéristique particulière de la structure multiniveaux, résultat du déphasage régulier des commandes des cellules de commutation, est la génération de la fréquence apparente de découpage « f_{app} » vu de la tension appliquée à la charge.

Cette fréquence, étant proportionnelle au nombre « n » de cellules de commutation, est donc plus élevée que celle des interrupteurs individuellement « $f_{app} = n.f_{dec}$ ». De ce fait, les ondulations du courant « I_U » en sortie de l'onduleur sont réduites.

La commande des onduleurs multiniveaux est complexe [HOL02, MARI05, HOL06, MEY07] ayant un grand nombre de signaux à gérer. En outre, dans une application triphasée par exemple, la structure de la cf. Fig. Q. 2d demande un nombre élevée de condensateurs pour rendre stable les tensions flottantes. Cette solution est d'autant plus attirante pour les applications moyennes tension (supérieures à 1500 V_{DC}) fortes puissance (de la dizaine de kW à la centaine de MW) [MEY95].

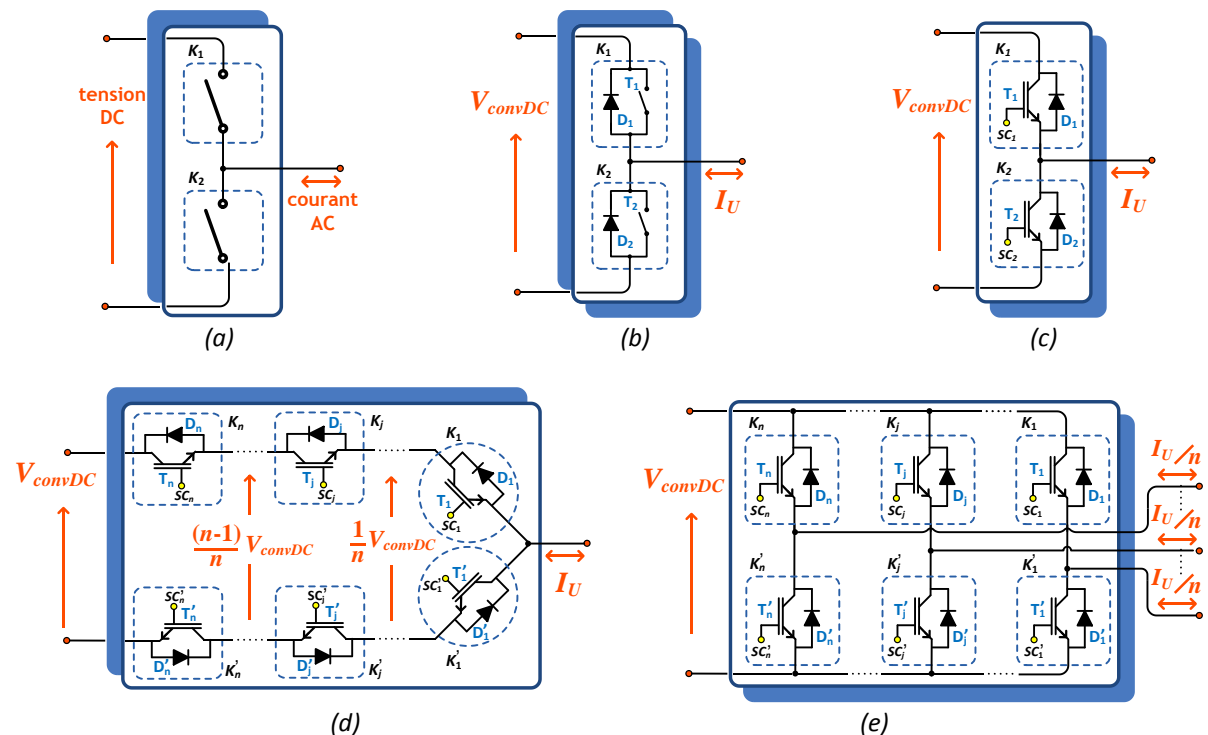


Fig. Q. 2 : Représentation d'un bras de l'onduleur de tension : (a) cellule de base ; (b) réversibilité en courant : diode anti-parallèle ; (c) cellule de commutation à IGBT ; (d) onduleur multiniveaux série ; (e) onduleur multiniveaux parallèle

En [KOU10] l'histoire et toutes les classifications réalisées et exposées dans la littérature de la conversion multiniveaux sont présentées avec beaucoup de détails.

Certains événements méritent quelques rappels ici. La première structure multiniveaux brevetée par **R. H. Baker** [BRE81], appelée NPC (« Neutral Point Clamped ») date des années 80. La répartition de la tension d'entrée du bus continu sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à des points milieux capacitifs.

En début des années 90 nous voyons l'apparition des onduleurs à cellules imbriquées FC « *Flying Capacitor converter* », résumées par la mise en série d'interrupteurs commandés. Les tensions appliquées aux cellules de commutation sont imposées par les capacités (sources de tension flottantes). **Cette structure a été introduite et brevetée par T. Meynard et H. Foch [BRE92].**

Dans la suite, en début des années 2000, nous voyons l'apparition de la structure SMC « *Stacked Multicell Converter* » **brevetée par G. Gateau, T. Meynard et H. Foch [BRE00, BRE01].** Elle représente une évolution de la dernière structure citée en réduisant le nombre de capacités. Donc une solution attractive en termes de réduction de l'encombrement. D'autres variantes se sont suivies dans les travaux [LIE06, LER11].

En 2005 une nouvelle structure de conversion multiniveaux, combinant les architectures NPC et FC, a été breveté par **T. Meynard** et la **société ABB Switzerland Ltd** (P. Barbosa, J. Steinke, P. Steimer, L. Meysenc). Appelée ANPC « *Active Neutral Point Clamped* » [BRE05, STE05].

Dans le domaine des actionneurs à très haute vitesse, en 2007 LIEBHERR-Aerospace Toulouse a effectué une étude poussée pour la variation de vitesse des actionneurs HSPMSM. L'investigation a comparé différentes topologies d'onduleurs de tension triphasés alimentant des actionneurs simple et double étoile. Le but a été de quantifier et vérifier quelle structure est la plus intéressante pour l'application vers l'avion plus électrique. Certaines structures de cette étude peuvent être citées :

- onduleur deux-niveaux classique ;
- onduleur multicellulaire série trois-niveaux (FC) ;
- onduleur NPC trois-niveaux ;
- onduleur multicellulaire superposé (SMC) trois-niveaux ;
- deux onduleurs deux-niveaux entrelacés (multicellulaire parallèle).

Concernant la dernière structure citée, elle est présentée sur la cf. Fig. Q. 2e. Elle correspond à une topologie onduleur deux-niveaux avec « n » bras connectés en parallèle, appelée aussi « onduleur à bras segmenté ». Dans l'étude effectuée, même si les technologies multicellulaires séries ont présenté moins de pertes par commutation qu'aux topologies en parallèle (meilleure performance des IGBT avec de calibre en tension plus faible), la topologie multicellulaire parallèle s'avère la plus intéressante vis-à-vis du contenu harmonique du courant d'entrée du bus HVDC, étant intéressant pour la réduction de la masse des composants passifs du filtre d'entrée.

Annexe R :

Topologies de filtre d'entrée

Le **Chapitre 4** a présenté la topologie de filtre d'entrée utilisée dans les travaux de cette thèse (cf. Fig. R. 1b). Ici nous, en plus de caractériser la topologie choisie nous présentons brièvement un panorama des topologies les plus couramment utilisées [BIE71]. Il faut dire que nous ne considérons que de filtres de composants passifs. Par contre, il faut aussi savoir que les solutions du type filtre actif et hybrides sont aussi envisageables [TAK97, SHA01, BAR05, DEF08, ZHA11]. Dans la plupart des cas un filtre non amorti du second ordre cf. Fig. R. 1a ne répond pas facilement aux critères d'amortissement (forte résonance). Une version amortie est donc préférée.

Pour pouvoir contrôler la dynamique il faut ajouter un élément résistif. Les topologies les plus retenues sont présentées dans les Fig. R. 1b et Fig. R. 1c. La branche d'amortissement parallèle ajoutée dans les deux cas ajoute un réglage supplémentaire jouant sur la stabilité et l'amortissement.

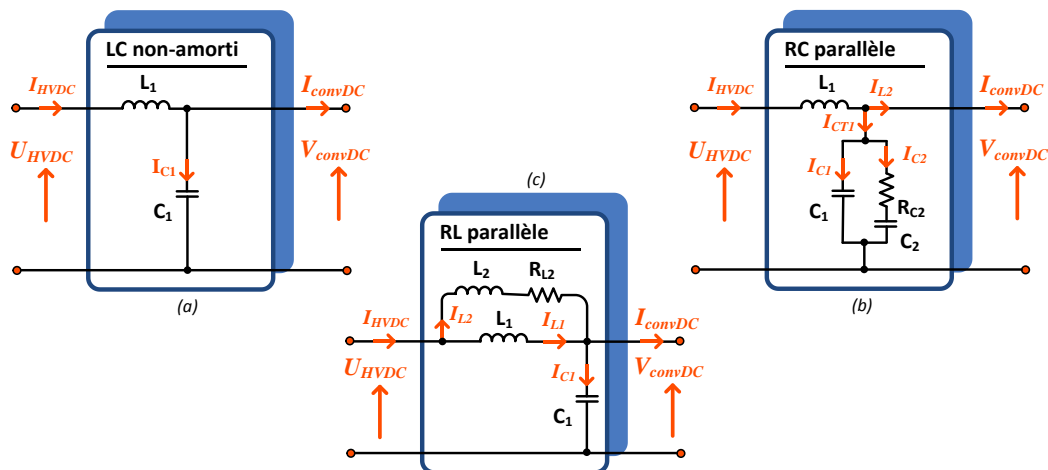


Fig. R. 1: Topologies du filtre d'entrée : (a) filtre LC « pur » non-amorti ; (b) filtre LC avec branche stabilisatrice d'amortissement RC parallèle ; (c) filtre LC avec branche stabilisatrice d'amortissement RL parallèle

Il faut que la branche d'amortissement parallèle ajoutée ne soit active qu'aux transitoires. Le circuit avec la branche « $R_{L2}L_2$ » parallèle, en régime établi, implique une tension moyenne nulle « $\langle V_{L2} \rangle = 0$ » donc un courant moyen nul « $\langle I_{L2} \rangle = 0$ ». D'autre part le schéma avec la branche « $R_{C2}C_2$ » parallèle, en régime établi, implique un courant total moyen nul « $\langle I_{C1} \rangle = 0$ » donc une tension moyenne identique « $\langle V_{C1} \rangle = \langle V_{C2} \rangle$ ».

L'autre question qui se pose : quelle topologie de filtre passif choisir ? Une étude contenue dans le travail de [BAR97] est partie d'une topologie « L_1C_1 » de base cf. Fig. R. 1a et pour respecter un même cahier de charges, le but a été de voir l'impact de l'insertion des branches parallèles d'amortissement « $R_{L2}L_2$ » et « $R_{C2}C_2$ ». Il a montré que :

- la branche « $R_{C2}C_2$ » parallèle n'affecte pas les propriétés de filtrage du circuit « L_1C_1 » tandis que la topologie « $R_{L2}L_2$ » parallèle demande des valeurs plus importantes de « L_1C_1 ». Autrement dit, un encombrement et masses plus importants ;
- les pertes dans la résistance « R_{C2} » sont nettement inférieures à celles de « R_{L2} » tant en régime établi qu'en régime transitoire. Autrement dit, la dynamique du filtre avec la branche « $R_{C2}C_2$ » parallèle supporte des échelons de puissance plus importants que la branche « $R_{L2}L_2$ » parallèle ;

- les dépassements du courant d'entrée et de la tension de sortie du filtre sont négligeables pour la topologie « $R_{L_2}L_2$ » parallèle. Déjà pour la topologie « $R_{C_2}C_2$ » les dépassements sont d'amplitude limitée en restant dans des domaines tout à fait tolérables.

Le filtre avec la branche d'amortissement stabilisatrice « $R_{C_2}C_2$ » parallèle est très intéressant. Elle autorise un fort amortissement suivie d'une amélioration des propriétés du filtrage. Dans le pire des cas, comparée au cas de base « L_1C_1 » les propriétés de filtrage restent les mêmes. Sur cette topologie, « $R_{C_2}C_2$ » parallèle cf. Fig. R. 1b, nous concentrons nos études.

Pour avoir une maîtrise de la topologie retenue nous présentons brièvement le comportement de ce filtre. L'impédance de sortie et la fonction de transfert sont présentées :

$$Z_{OUT} \Big|_{U_{HVDC}=0} = \frac{L_1 \cdot p + L_1 \cdot C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p^2}{1 + C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p + L_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot p^2 + L_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p^3} \quad (R - 1)$$

$$\frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \Big|_{I_{convDC}=0} = \frac{1 + C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p}{1 + C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p + L_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot p^2 + L_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_{C_2} \cdot p^3} \quad (R - 2)$$

Pour aborder l'influence de la branche stabilisatrice « $R_{C_2}C_2$ » la Fig. R. 2 présente différents cas. Tous les cas ont été élaborés avec « $L_1 = 100 \mu\text{H}$ » et « $C_1 = 150 \mu\text{F}$ ».

Nous constatons dans les cas où « C_2 » est supérieur à « C_1 » que la valeur de « R_{C_2} » passe par un point optimal de minimisation de l'impédance de sortie « Z_{OUT} » à la fréquence de coupure. D'autre part une valeur de « C_2 » inférieur à celle de « C_1 » intervient dans l'amplitude de la résonance. En effet, de faibles valeurs de « C_2 » déplacent la fréquence donnée par « $1/(R_{C_2}C_2)$ » après la résonance du filtre « L_1C_1 » [MIT99]. Nous vérifions donc que le choix de « R_{C_2} » et de « C_2 » représente un compromis. Il faut :

- que l'impédance de « C_2 » soit inférieure à celle de « R_{C_2} » à la fréquence de résonance ;
- avoir une valeur de « C_2 » plus grande que celle de « C_1 » pour ne pas affecter (ou affecter très peu) la coupure du filtre principal « L_1C_1 ».

Le zéro de la fonction de transfert annule le premier pôle à la fréquence de « $1/(R_{C_2}C_2)$ » [ERI99]. La fonction de transfert peut donc être approximée par une fonction du deuxième ordre, cf. (R - 3).

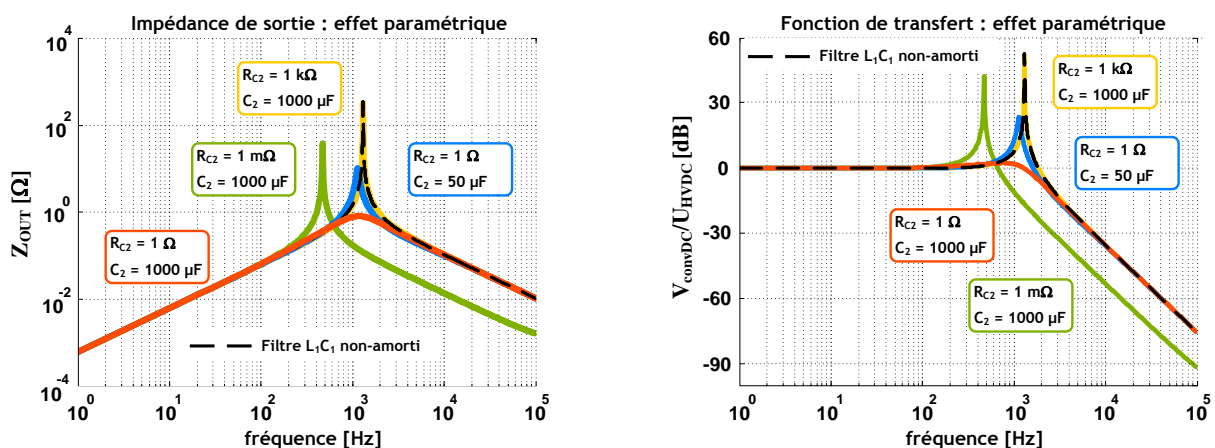


Fig. R. 2: Influence paramétrique des éléments « R_{C_2} » et « C_2 »

$$\left. \frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = \frac{1}{1 + \left[\frac{L_1 \cdot (C_1 + C_2) \cdot p^2}{1 + C_2 \cdot R_{C2} \cdot p} \right] + \left[\frac{L_1 \cdot C_1 \cdot C_2 \cdot R_{C2} \cdot p^3}{1 + C_2 \cdot R_{C2} \cdot p} \right]} \quad (R - 3)$$

Pour les fréquences plus grandes que « $1/(R_{C2}C_2)$ » l'approximation suivante peut être considérée :

$$1 + C_2 \cdot R_{C2} \cdot p \approx C_2 \cdot R_{C2} \cdot p \quad (R - 4)$$

Avec une relation entre condensateurs du type « $C_1 = n \cdot C_2$ » la fonction de transfert devient très simple :

$$\left. \frac{V_{convDC}}{U_{HVDC}} \right|_{I_{convDC}=0} = \frac{1}{1 + \frac{(n+1)}{n} \cdot \frac{L_1}{R_{C2}} p + L_1 \cdot C_1 \cdot p^2} \quad (R - 5)$$

Le facteur d'amortissement est donné par :

$$\xi = \frac{(n+1)}{n} \frac{L_1}{2 \cdot R_{C2} \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad (R - 6)$$

La minimisation de la valeur crête de la fonction de transfert se fait quand :

$$\xi|_{OPTI} = \sqrt{\frac{(2+n) \cdot (4+3 \cdot n)}{2 \cdot n^2 \cdot (4+n)}} \quad (R - 7)$$

Les équations (R - 6) et (R - 7) donnent la valeur optimale de « R_{C2} » :

$$R_{C2}|_{OPTI} = \frac{(n+1)}{2 \cdot n} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot n^2 \cdot (4+n)}{(2+n) \cdot (4+3 \cdot n)}} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (R - 8)$$

Le cas particulier « $n=4$ » est utilisé dans un dimensionnement pratique. La valeur de « R_{C2} » devient :

$$R_{C2} \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (R - 9)$$

Annexe S :

Performance des solutions extraites du front « onduleur de tension + filtre d'entrée »

Les solutions particulières extraites des fronts « Pareto onduleur de tension + filtre d'entrée » présentées dans le **Chapitre 5** (cf. **section 5.4**) ont été caractérisées au regard de leur performances par point de la mission de vol. Les figures Fig. S. 1, Fig. S. 2 et Fig. S. 3 superposent certaines grandeurs par point de fonctionnement de la mission. Avec cet affichage nous pouvons comparer directement les ensembles « onduleur de tension + filtre d'entrée » considérés.

Nous observons par exemple que la solution ayant l'actionneur 03 comme charge a les plus grandes pertes par commutation de l'onduleur de tension et les plus grandes pertes fer de l'inductance « L_2 » du filtre d'entrée. Nous observons aussi que l'actionneur 03 a les plus faibles ondulations de tension et de courant (« ΔU_{HVDC} », « ΔI_{HVDC} » et « ΔV_{convDC} »). Ce constat est lié à sa fréquence de découpage « $f_{dec} = 15.5$ kHz », étant la plus élevée parmi les quatre solutions considérées, imposée par la contrainte de commandabilité sur le rapport minimal « $f_{dec} f_{mod}$ » (actionneur à nombre de paire de pôles « $p = 3$ »).

La solution ayant l'actionneur 01 comme charge a le taux de distorsion harmonique du courant de phase « THD⁽¹⁾ » du point de puissance de maximale (point N° 11 de la mission de vol) le plus petit. Même si cet actionneur n'a pas la plus grande fréquence de découpage, cette caractéristique est liée au fait qu'elle a la plus grande inductance synchrone « L_{SYNC} ».

Un point important concerne la thermique du composant de puissance. Comme il a été souligné dans l'**Annexe L**, les caractéristiques intrinsèques du Silicium définissent la tenue en température. Dans le **Chapitre 5** (cf. **section 5.3.2.2**) il a été constaté qu'il existe un compromis entre la minimisation du calibre en courant et les niveaux de températures maximales acceptables de fonctionnement. Ce compromis a mis en évidence le fait que les fronts de Pareto obtenus sont caractérisés pour avoir une très faible variation sur l'axe des pertes : « fronts raides » observés. Le tableau Tab. S. 1 présente l'écart moyen des températures pour les différentes solutions considérées. Ces solutions ont toutes des écarts similaires, étant le point N° 11 en butée thermique pour tous les composants de puissance.

ECART MOYEN DE TEMPERATURE	ACTIONNEUR UTILISE COMME CHARGE			
	Actionneur 01 (IsoMasse)	Actionneur 02 (Compromis)	Actionneur 03 (IsoPertes)	MSP 70 kW
✓ entre la plaque froide et le boitier	17	18	19	18
✓ entre la plaque et le Silicium IGBT	28	29	30	29
✓ entre la plaque et le Silicium diode	22	24	25	23

Tab. S. 1 : Ecart moyen de température des composants de puissance des solutions particulières

Les tableaux Tab. S. 2, Tab. S. 3 et Tab. S. 4 (ensemble 1), Tab. S. 5, Tab. S. 6 et Tab. S. 7 (ensemble 2), Tab. S. 8, Tab. S. 9 et Tab. S. 10 (ensemble 3) et Tab. S. 11, Tab. S. 12 et Tab. S. 13 (ensemble 4) complètent les figures Fig. S. 1, Fig. S. 2 et Fig. S. 3 en présentant par solution les points maximaux (cases en orange) et minimaux (cases en gris) parmi les points de la mission de vol.

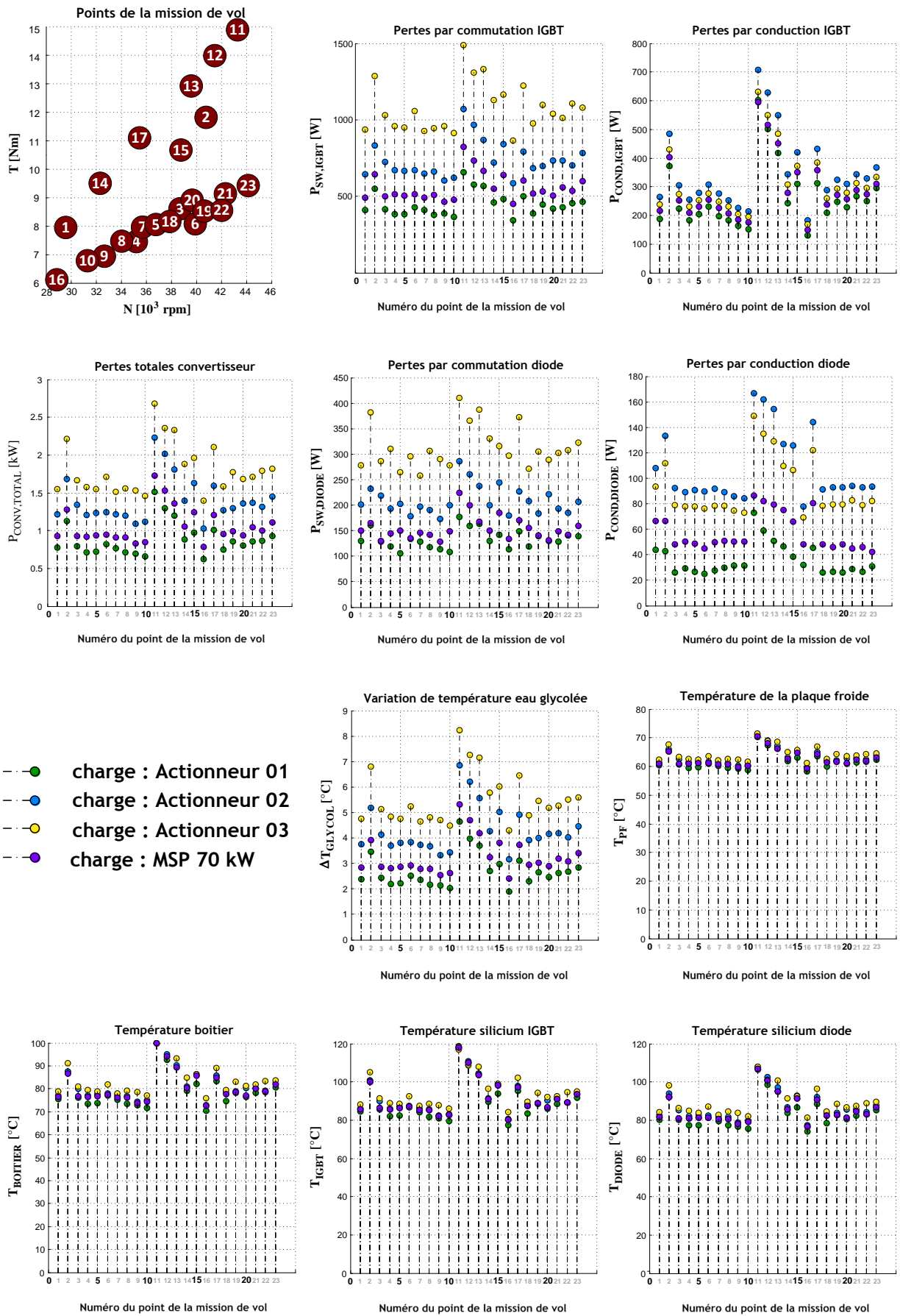


Fig. S. 1 : Superposition des différentes pertes et températures de l'onduleur de tension des différentes charges considérées

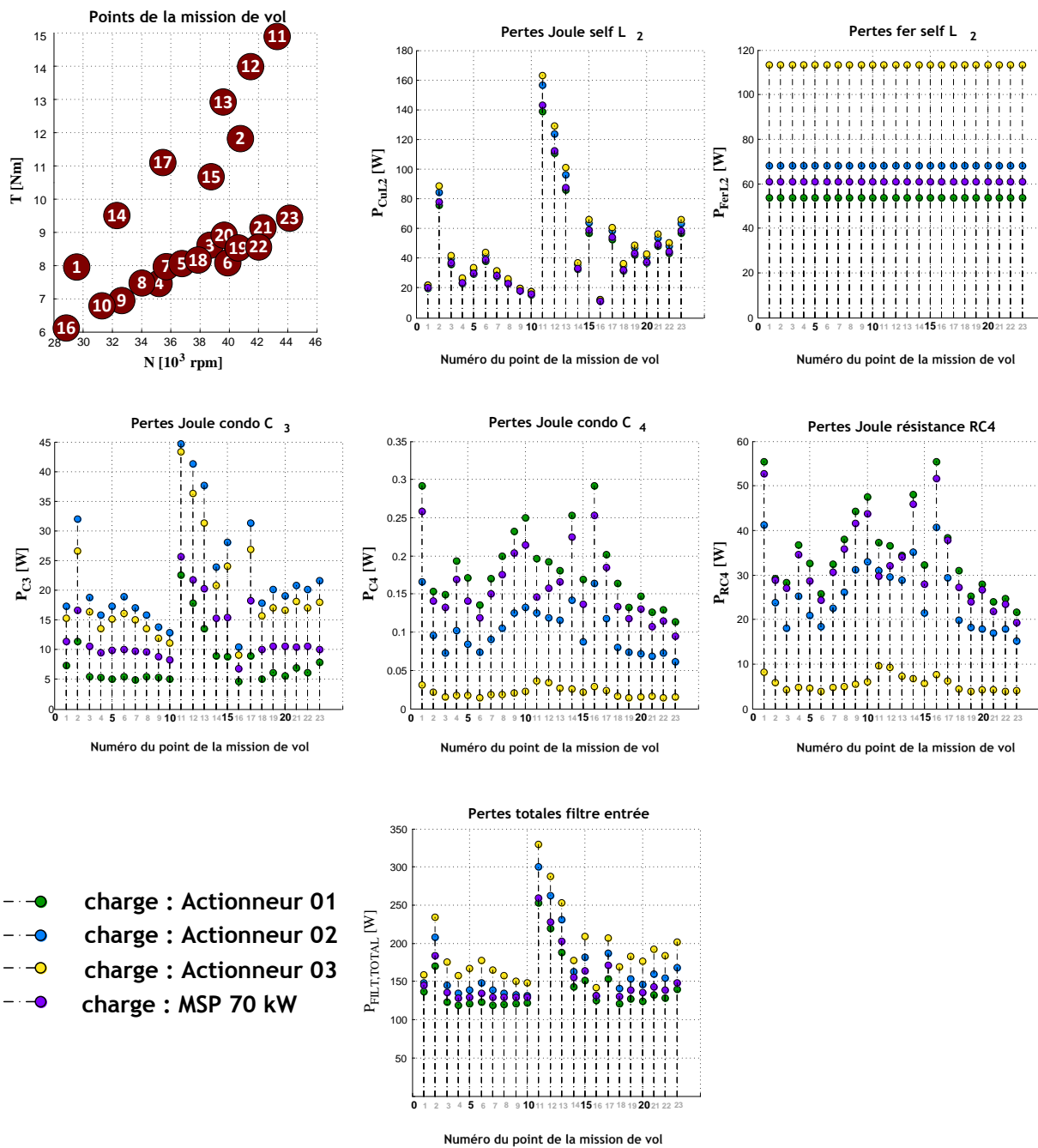


Fig. S. 2 : Superposition des différentes pertes du filtre d'entrée des différentes charges considérées

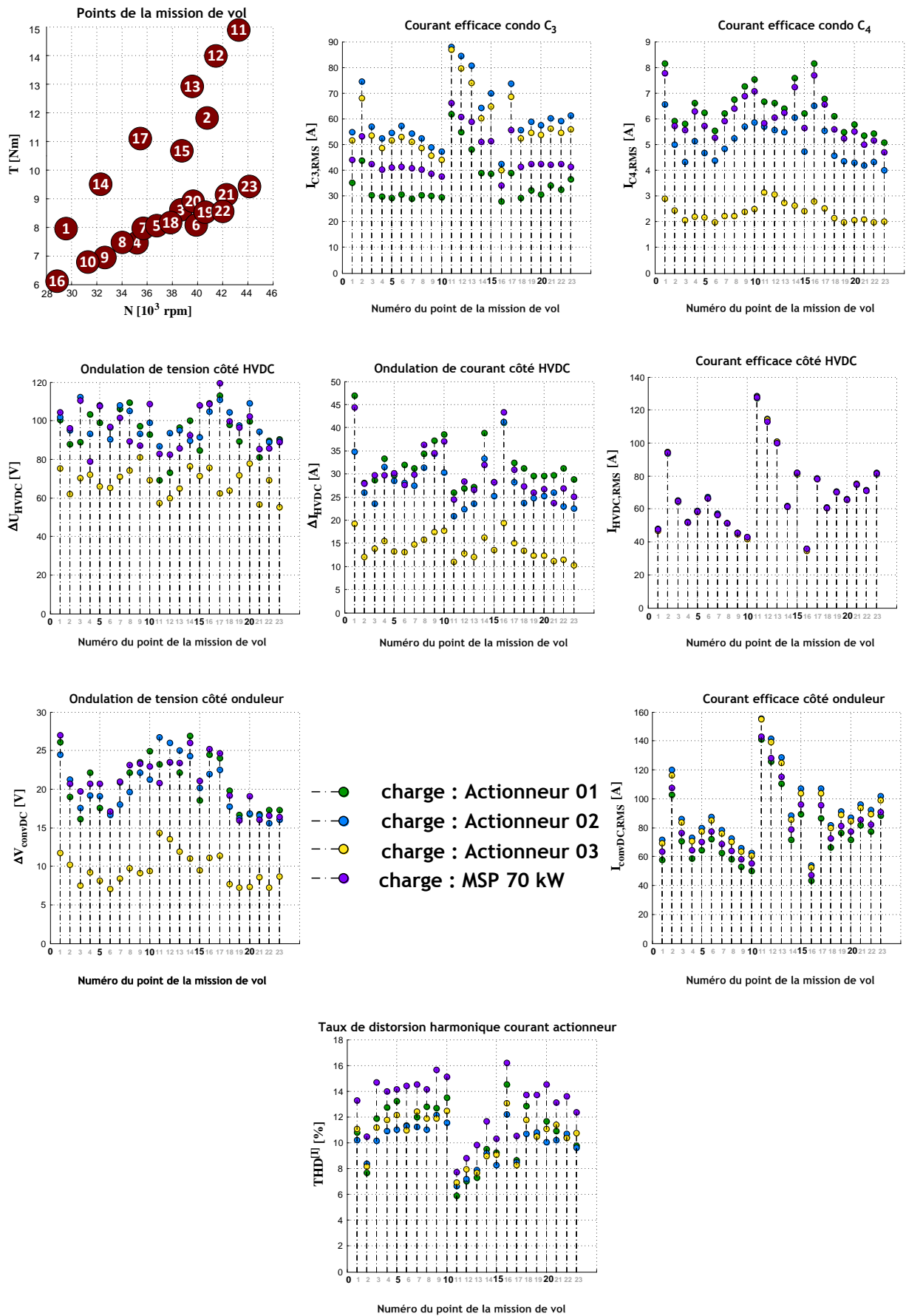


Fig. S.3 : Superposition des différentes variables électriques de l'ensemble « onduleur de tension + filtre d'entrée » des différentes charges considérées

PMV	$P_{SW,IGBT}$	$P_{COND,IGBT}$	$P_{SW,DIODE}$	$P_{COND,DIODE}$	$P_{CONV,TOTAL}$	ΔT_{GLYCOL}	T_{PF}	$T_{BOITIER}$	T_{IGBT}	T_{DIODE}	η
	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	412	188	131	44	0.8	2	60	76	84	80	97.0
2	549	373	161	43	1.1	3	65	87	101	93	97.8
3	414	225	128	26	0.8	2	61	76	86	80	97.8
4	382	183	120	29	0.7	2	60	74	82	78	97.5
5	383	204	106	27	0.7	2	60	74	82	77	97.7
6	430	230	134	25	0.8	3	61	77	87	81	97.8
7	411	198	129	28	0.8	2	60	75	84	79	97.5
8	379	183	118	30	0.7	2	60	73	82	77	97.5
9	386	163	114	31	0.7	2	59	73	81	77	97.2
10	367	153	108	32	0.7	2	59	72	79	75	97.1
11	660	603	178	73	1.5	5	70	100	119	107	97.8
12	576	502	159	59	1.3	4	67	93	109	99	97.9
13	569	418	164	51	1.2	4	66	90	104	95	97.8
14	460	244	131	47	0.9	3	62	79	90	84	97.4
15	482	310	143	38	1.0	3	63	82	94	87	97.8
16	345	130	113	32	0.6	2	58	70	78	74	96.7
17	501	313	149	45	1.0	3	64	83	95	88	97.6
18	390	211	120	26	0.7	2	60	75	84	79	97.7
19	449	247	139	26	0.9	3	62	78	89	83	97.8
20	420	230	130	26	0.8	2	61	77	86	81	97.8
21	429	268	129	29	0.9	3	62	78	89	82	97.9
22	454	250	141	27	0.9	3	62	79	89	83	97.8
23	463	295	139	31	0.9	3	63	81	92	85	97.9

Tab. S. 2 : Charge actionneur 01 : pertes, températures et rendement de l'onduleur de tension au cours de la mission de vol

PMV	P_{CuL1}	P_{ferL1}	P_{C1}	P_{C2}	P_{RC2}	P_{CuL2}	P_{ferL2}	P_{C3}	P_{C4}	P_{RC4}	$P_{FILT,TOTAL}$	η
	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[%]
1	-	-	-	-	-	20	54	7	0.3	55	136	99.5
2	-	-	-	-	-	76	54	11	0.2	29	170	99.7
3	-	-	-	-	-	36	54	5	0.1	28	123	99.6
4	-	-	-	-	-	23	54	5	0.2	37	119	99.6
5	-	-	-	-	-	29	54	5	0.2	33	121	99.6
6	-	-	-	-	-	38	54	6	0.1	26	123	99.7
7	-	-	-	-	-	28	54	5	0.2	32	119	99.6
8	-	-	-	-	-	23	54	5	0.2	38	120	99.6
9	-	-	-	-	-	18	54	5	0.2	44	121	99.5
10	-	-	-	-	-	16	54	5	0.3	48	122	99.5
11	-	-	-	-	-	139	54	23	0.2	37	253	99.6
12	-	-	-	-	-	111	54	18	0.2	37	219	99.6
13	-	-	-	-	-	86	54	14	0.2	34	188	99.7
14	-	-	-	-	-	32	54	9	0.3	48	143	99.6
15	-	-	-	-	-	57	54	9	0.2	32	152	99.7
16	-	-	-	-	-	11	54	5	0.3	55	125	99.3
17	-	-	-	-	-	53	54	9	0.2	38	154	99.6
18	-	-	-	-	-	31	54	5	0.2	31	122	99.6
19	-	-	-	-	-	42	54	6	0.1	25	128	99.7
20	-	-	-	-	-	37	54	6	0.1	28	124	99.6
21	-	-	-	-	-	48	54	7	0.1	24	133	99.7
22	-	-	-	-	-	43	54	6	0.1	25	128	99.7
23	-	-	-	-	-	57	54	8	0.1	22	140	99.7

Tab. S. 3 : Charge actionneur 01 : pertes et rendement du filtre d'entrée au cours de la mission de vol

PMV	ΔU_{HVDC} [V]	ΔI_{HVDC} [A]	$I_{HVDC,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{HVDC,MAX}$ [A]	$\langle I_{HVDC} \rangle$ [A _{avg}]	$I_{C1,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,MAX}$ [A]	$I_{C3,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C4,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{convDC,RMS}$ [A _{rms}]	$\langle I_{convDC} \rangle$ [A _{avg}]	ΔV_{CONV} [V]	$THD^{[1]}$ [%]
1	100	47	48	71	46	-	-	48	71	35	8	58	46	26	11
2	88	28	94	109	93	-	-	94	109	44	6	103	93	19	8
3	89	29	65	76	64	-	-	65	76	30	6	70	64	16	12
4	103	33	52	72	51	-	-	52	72	30	7	59	51	22	13
5	99	30	58	76	58	-	-	58	76	29	6	64	58	18	13
6	97	32	66	83	66	-	-	66	83	31	6	72	66	17	11
7	106	31	57	76	56	-	-	57	76	29	6	63	56	21	12
8	109	34	51	61	51	-	-	51	61	30	7	58	51	22	13
9	97	37	46	65	44	-	-	46	65	30	7	53	44	23	13
10	93	39	43	60	41	-	-	43	60	29	8	50	41	25	13
11	69	26	127	136	127	-	-	127	136	62	7	141	127	23	6
12	73	27	113	128	113	-	-	113	128	55	7	126	113	24	7
13	96	27	100	114	100	-	-	100	114	48	6	110	100	22	7
14	100	39	61	81	60	-	-	61	81	39	8	71	60	27	10
15	84	28	81	90	81	-	-	81	90	39	6	89	81	19	9
16	109	41	36	54	34	-	-	36	54	28	8	43	34	25	15
17	113	32	78	98	78	-	-	78	98	39	7	87	78	24	9
18	98	31	61	79	60	-	-	61	79	29	6	66	60	20	13
19	89	30	70	88	70	-	-	70	88	32	5	76	70	17	11
20	100	30	66	84	65	-	-	66	84	31	6	72	65	17	12
21	81	30	75	88	75	-	-	75	88	34	5	82	75	17	11
22	90	31	71	86	71	-	-	71	86	32	5	77	71	17	10
23	90	29	81	96	81	-	-	81	96	37	5	88	81	17	10

Tab. S. 4 : Charge actionneur 01 : grandeurs électriques au cours de la mission de vol

PMV	$P_{SW,IGBT}$	$P_{COND,IGBT}$	$P_{SW,DIODE}$	$P_{COND,DIODE}$	$P_{CONV,TOTAL}$	ΔT_{GLYCOL}	T_{PF}	$T_{BOITIER}$	T_{IGBT}	T_{DIODE}	η
	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	645	265	201	108	1.2	4	62	77	86	83	95.3
2	835	486	233	133	1.7	5	66	88	101	94	96.8
3	726	306	219	92	1.3	4	63	80	90	85	96.3
4	672	254	193	89	1.2	4	61	77	86	82	95.8
5	666	280	202	91	1.2	4	62	78	87	83	96.2
6	673	308	178	90	1.2	4	62	78	87	83	96.6
7	651	276	197	92	1.2	4	61	77	86	82	96.1
8	663	253	190	89	1.2	4	61	77	86	82	95.8
9	602	227	173	86	1.1	3	60	74	82	79	95.7
10	622	215	200	84	1.1	3	61	75	83	80	95.2
11	1073	709	287	167	2.2	7	71	100	117	108	96.8
12	967	628	261	162	2.0	6	69	95	111	103	96.8
13	870	550	237	154	1.8	6	67	90	104	97	96.7
14	722	344	200	127	1.4	4	63	81	92	87	95.9
15	843	421	244	126	1.6	5	65	86	99	93	96.4
16	588	183	180	78	1.0	3	60	73	81	78	94.7
17	794	434	227	144	1.6	5	65	86	98	92	96.3
18	687	289	208	91	1.3	4	62	78	88	84	96.2
19	696	325	184	93	1.3	4	62	79	89	84	96.7
20	732	310	221	93	1.4	4	63	80	91	86	96.3
21	735	345	194	94	1.4	4	63	81	91	86	96.7
22	704	329	186	93	1.3	4	62	79	89	84	96.7
23	786	368	207	94	1.5	4	64	82	94	88	96.8

Tab. S. 5 : Charge actionneur 02 : pertes, températures et rendement de l'onduleur de tension au cours de la mission de vol

PMV	P_{CuL1} [W]	P_{ferL1} [W]	P_{C1} [W]	P_{C2} [W]	P_{RC2} [W]	P_{CuL2} [W]	P_{ferL2} [W]	P_{C3} [W]	P_{C4} [W]	P_{RC4} [W]	$P_{FILT,TOTAL}$ [W]	η [%]
1	-	-	-	-	-	22	68	17	0.2	41	148	99.4
2	-	-	-	-	-	85	68	32	0.1	24	208	99.6
3	-	-	-	-	-	40	68	19	0.1	18	145	99.6
4	-	-	-	-	-	26	68	16	0.1	25	135	99.5
5	-	-	-	-	-	33	68	17	0.1	21	139	99.6
6	-	-	-	-	-	43	68	19	0.1	18	148	99.6
7	-	-	-	-	-	31	68	17	0.1	22	139	99.5
8	-	-	-	-	-	25	68	16	0.1	26	135	99.5
9	-	-	-	-	-	20	68	14	0.1	31	133	99.4
10	-	-	-	-	-	17	68	13	0.1	33	131	99.4
11	-	-	-	-	-	156	68	45	0.1	31	300	99.6
12	-	-	-	-	-	124	68	41	0.1	30	263	99.6
13	-	-	-	-	-	96	68	38	0.1	29	231	99.6
14	-	-	-	-	-	36	68	24	0.1	35	163	99.5
15	-	-	-	-	-	64	68	28	0.1	22	182	99.6
16	-	-	-	-	-	12	68	10	0.2	41	131	99.3
17	-	-	-	-	-	58	68	31	0.1	29	187	99.6
18	-	-	-	-	-	35	68	18	0.1	20	141	99.6
19	-	-	-	-	-	47	68	20	0.1	18	153	99.6
20	-	-	-	-	-	41	68	19	0.1	18	146	99.6
21	-	-	-	-	-	54	68	21	0.1	17	160	99.6
22	-	-	-	-	-	48	68	20	0.1	18	154	99.6
23	-	-	-	-	-	63	68	22	0.1	15	168	99.6

Tab. S. 6 : Charge actionneur 02 : pertes et rendement du filtre d'entrée au cours de la mission de vol

PMV	ΔU_{HVDC} [V]	ΔI_{HVDC} [A]	$I_{HVDC,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{HVDC,MAX}$ [A]	$\langle I_{HVDC} \rangle$ [A _{avg}]	$I_{C1,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,MAX}$ [A]	$I_{C3,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C4,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{convDC,RMS}$ [A _{rms}]	$\langle I_{convDC} \rangle$ [A _{avg}]	ΔV_{CONV} [V]	$THD^{[1]}$ [%]
1	102	35	48	67	47	-	-	48	67	55	7	71	47	24	10
2	95	26	95	110	94	-	-	95	110	74	5	120	94	21	8
3	112	24	65	74	65	-	-	65	74	57	4	86	65	18	10
4	93	31	52	73	51	-	-	52	73	52	5	73	51	19	11
5	108	29	59	71	58	-	-	59	71	55	5	80	58	19	11
6	90	28	67	82	67	-	-	67	82	57	4	88	67	17	11
7	108	27	57	75	57	-	-	57	75	54	5	78	57	18	11
8	105	31	52	69	51	-	-	52	69	52	5	72	51	20	11
9	93	34	46	59	45	-	-	46	59	49	6	66	45	22	12
10	99	30	43	56	42	-	-	43	56	47	6	63	42	21	12
11	87	21	129	137	128	-	-	129	137	88	6	155	128	27	7
12	94	22	114	128	114	-	-	114	128	85	6	142	114	26	7
13	95	24	101	113	101	-	-	101	113	81	5	129	101	25	8
14	90	33	62	82	61	-	-	62	82	64	6	88	61	24	9
15	92	25	82	93	82	-	-	82	93	70	5	107	82	20	8
16	105	41	36	60	34	-	-	36	60	43	7	54	34	22	12
17	111	28	79	98	78	-	-	79	98	74	6	107	78	23	9
18	104	24	61	76	60	-	-	61	76	56	5	82	60	18	11
19	97	25	71	86	70	-	-	71	86	59	4	91	70	16	11
20	109	25	66	74	66	-	-	66	74	57	4	87	66	17	10
21	94	26	75	89	75	-	-	75	89	60	4	96	75	17	10
22	89	23	71	79	71	-	-	71	79	59	4	92	71	16	11
23	90	23	82	93	82	-	-	82	93	61	4	102	82	16	10

Tab. S. 7 : Charge actionneur 02 : grandeurs électriques au cours de la mission de vol

PMV	$P_{SW,IGBT}$	$P_{COND,IGBT}$	$P_{SW,DIODE}$	$P_{COND,DIODE}$	$P_{CONV,TOTAL}$	ΔT_{GLYCOL}	T_{PF}	$T_{BOITIER}$	T_{IGBT}	T_{DIODE}	η
	[W]	[W]	[W]	[W]	[kW]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[°C]	[%]
1	936	238	278	94	1.5	5	62	79	88	84	94.1
2	1286	431	381	112	2.2	7	68	91	105	98	95.8
3	1029	275	286	79	1.7	5	63	81	92	86	95.4
4	959	232	310	78	1.6	5	63	79	89	85	94.6
5	951	253	265	78	1.5	5	62	79	88	84	95.3
6	1060	277	296	76	1.7	5	64	82	93	87	95.4
7	926	248	257	78	1.5	5	62	78	88	83	95.2
8	947	231	306	78	1.6	5	63	79	89	85	94.6
9	961	205	291	75	1.5	5	62	78	88	84	94.0
10	915	194	278	73	1.5	4	62	77	86	82	93.8
11	1489	632	411	149	2.7	8	72	100	117	108	96.2
12	1309	551	366	135	2.4	7	69	94	109	101	96.3
13	1330	484	387	129	2.3	7	69	93	108	101	95.8
14	1130	308	331	109	1.9	6	65	85	97	91	94.5
15	1167	373	316	106	2.0	6	66	87	99	93	95.7
16	864	168	297	69	1.4	4	61	76	84	81	92.9
17	1225	384	372	122	2.1	6	67	89	102	96	95.2
18	978	260	272	78	1.6	5	63	80	90	85	95.3
19	1097	293	305	79	1.8	5	64	83	94	89	95.5
20	1039	279	289	80	1.7	5	64	81	92	87	95.4
21	1012	313	303	83	1.7	5	64	82	93	87	95.9
22	1108	296	308	79	1.8	6	64	83	95	89	95.5
23	1079	333	323	82	1.8	6	65	84	95	90	96.0

Tab. S. 8 : Charge actionneur 03 : pertes, températures et rendement de l'onduleur de tension au cours de la mission de vol

PMV	P_{CuL1}	P_{ferL1}	P_{C1}	P_{C2}	P_{RC2}	P_{CuL2}	P_{ferL2}	P_{C3}	P_{C4}	P_{RC4}	$P_{FILT,TOTAL}$	η
	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[W]	[%]
1	-	-	-	-	-	22	113	15	0.03	8	159	99.4
2	-	-	-	-	-	88	113	27	0.02	6	234	99.5
3	-	-	-	-	-	42	113	16	0.02	4	175	99.5
4	-	-	-	-	-	27	113	14	0.02	5	158	99.4
5	-	-	-	-	-	34	113	15	0.02	5	167	99.5
6	-	-	-	-	-	44	113	16	0.01	4	177	99.5
7	-	-	-	-	-	32	113	15	0.02	5	165	99.5
8	-	-	-	-	-	26	113	14	0.02	5	158	99.4
9	-	-	-	-	-	20	113	12	0.02	6	151	99.4
10	-	-	-	-	-	17	113	11	0.02	6	148	99.3
11	-	-	-	-	-	163	113	43	0.04	10	329	99.5
12	-	-	-	-	-	129	113	36	0.03	9	288	99.5
13	-	-	-	-	-	101	113	31	0.03	7	253	99.5
14	-	-	-	-	-	37	113	21	0.03	7	178	99.5
15	-	-	-	-	-	66	113	24	0.02	6	209	99.5
16	-	-	-	-	-	12	113	9	0.03	8	142	99.2
17	-	-	-	-	-	60	113	27	0.02	6	207	99.5
18	-	-	-	-	-	36	113	16	0.02	4	170	99.5
19	-	-	-	-	-	49	113	17	0.01	4	183	99.5
20	-	-	-	-	-	43	113	17	0.02	4	177	99.5
21	-	-	-	-	-	56	113	18	0.02	4	192	99.5
22	-	-	-	-	-	50	113	17	0.01	4	184	99.5
23	-	-	-	-	-	66	113	18	0.01	4	201	99.5

Tab. S. 9 : Charge actionneur 03 : pertes et rendement du filtre d'entrée au cours de la mission de vol

PMV	ΔU_{HVDC} [V]	ΔI_{HVDC} [A]	$I_{HVDC,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{HVDC,MAX}$ [A]	$\langle I_{HVDC} \rangle$ [A _{avg}]	$I_{C1,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,MAX}$ [A]	$I_{C3,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C4,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{convDC,RMS}$ [A _{rms}]	$\langle I_{convDC} \rangle$ [A _{avg}]	ΔV_{CONV} [V]	$THD^{[1]}$ [%]
1	75	19	47	55	47	-	-	47	55	52	3	69	47	12	11
2	62	12	94	99	94	-	-	94	99	68	2	116	94	10	8
3	70	14	65	73	65	-	-	65	73	53	2	84	65	7	11
4	72	16	52	58	52	-	-	52	58	49	2	71	52	9	12
5	66	13	58	65	58	-	-	58	65	52	2	78	58	8	12
6	65	13	67	74	67	-	-	67	74	53	2	85	66	7	11
7	71	15	56	64	56	-	-	56	64	51	2	76	56	8	12
8	74	16	51	58	51	-	-	51	58	49	2	70	51	10	12
9	81	17	45	52	45	-	-	45	52	46	2	64	44	9	12
10	69	18	42	53	42	-	-	42	53	44	2	60	42	9	12
11	57	11	128	134	128	-	-	128	134	87	3	155	128	14	7
12	60	13	114	121	114	-	-	114	121	80	3	139	114	14	8
13	65	12	101	106	101	-	-	101	106	74	3	125	101	12	8
14	76	16	61	71	61	-	-	61	71	60	3	86	61	11	9
15	71	14	82	90	82	-	-	82	90	65	2	104	81	9	9
16	76	19	35	44	35	-	-	35	44	40	3	52	34	11	13
17	62	15	78	85	78	-	-	78	85	68	3	104	78	11	8
18	64	13	60	67	60	-	-	60	67	52	2	80	60	8	12
19	72	12	70	79	70	-	-	70	79	55	2	89	70	7	10
20	78	12	66	73	66	-	-	66	73	54	2	85	66	7	11
21	57	11	75	81	75	-	-	75	81	56	2	94	75	9	11
22	69	11	71	78	71	-	-	71	78	54	2	89	71	7	10
23	55	10	82	87	82	-	-	82	87	56	2	99	82	9	11

Tab. S. 10 : Charge actionneur 03 : pertes, températures et rendement de l'onduleur de tension au cours de la mission de vol

PMV	$P_{SW,IGBT}$ [W]	$P_{COND,IGBT}$ [W]	$P_{SW,DIODE}$ [W]	$P_{COND,DIODE}$ [W]	$P_{CONV,TOTAL}$ [kW]	ΔT_{GLYCOL} [°C]	T_{PF} [°C]	$T_{BOITIER}$ [°C]	T_{IGBT} [°C]	T_{DIODE} [°C]	η [%]
1	492	216	150	67	0.9	3	61	77	86	82	96.4
2	643	403	164	66	1.3	4	65	87	100	92	97.5
3	499	254	131	48	0.9	3	61	77	86	81	97.4
4	514	209	144	51	0.9	3	61	76	86	81	96.8
5	505	231	150	49	0.9	3	61	77	86	82	97.1
6	513	256	135	45	0.9	3	61	77	87	82	97.4
7	491	225	146	50	0.9	3	61	76	85	81	97.1
8	508	208	142	51	0.9	3	61	76	85	81	96.8
9	463	187	129	51	0.8	3	60	74	82	78	96.6
10	476	177	149	51	0.9	3	60	75	83	79	96.3
11	826	595	225	86	1.7	5	71	100	118	107	97.5
12	735	515	200	82	1.5	5	68	94	110	101	97.5
13	666	451	168	80	1.4	4	66	89	104	95	97.5
14	551	280	150	75	1.1	3	63	80	91	86	96.9
15	640	350	185	66	1.2	4	65	86	98	91	97.2
16	452	149	134	48	0.8	2	59	73	80	77	95.9
17	603	358	171	81	1.2	4	64	85	97	91	97.2
18	519	238	155	48	1.0	3	61	78	87	82	97.1
19	532	272	140	46	1.0	3	62	79	89	83	97.4
20	504	256	132	48	0.9	3	61	77	87	81	97.4
21	561	288	148	45	1.0	3	62	80	91	84	97.5
22	538	275	142	46	1.0	3	62	79	89	83	97.4
23	600	310	160	42	1.1	3	63	82	94	87	97.5

Tab. S. 11 : Charge MSP 70 kW : pertes, températures et rendement de l'onduleur de tension au cours de la mission de vol

PMV	P_{CuL1} [W]	P_{ferL1} [W]	P_{C1} [W]	P_{C2} [W]	P_{RC2} [W]	P_{CuL2} [W]	P_{ferL2} [W]	P_{C3} [W]	P_{C4} [W]	P_{RC4} [W]	$P_{FILT,TOTAL}$ [W]	η [%]
1	-	-	-	-	-	20	61	11	0.3	53	145	99.4
2	-	-	-	-	-	78	61	17	0.1	29	184	99.6
3	-	-	-	-	-	37	61	11	0.1	27	136	99.6
4	-	-	-	-	-	24	61	10	0.2	35	129	99.5
5	-	-	-	-	-	30	61	10	0.1	29	130	99.6
6	-	-	-	-	-	39	61	10	0.1	24	134	99.6
7	-	-	-	-	-	28	61	10	0.2	31	130	99.6
8	-	-	-	-	-	23	61	10	0.2	36	130	99.5
9	-	-	-	-	-	18	61	9	0.2	42	130	99.5
10	-	-	-	-	-	16	61	8	0.2	44	129	99.4
11	-	-	-	-	-	143	61	26	0.1	30	259	99.6
12	-	-	-	-	-	113	61	22	0.2	32	228	99.6
13	-	-	-	-	-	88	61	20	0.2	34	203	99.6
14	-	-	-	-	-	33	61	15	0.2	46	155	99.5
15	-	-	-	-	-	59	61	15	0.1	28	164	99.6
16	-	-	-	-	-	11	61	7	0.3	52	131	99.3
17	-	-	-	-	-	54	61	18	0.2	38	171	99.6
18	-	-	-	-	-	32	61	10	0.1	27	130	99.6
19	-	-	-	-	-	43	61	11	0.1	24	139	99.6
20	-	-	-	-	-	38	61	11	0.1	27	136	99.6
21	-	-	-	-	-	49	61	10	0.1	22	143	99.6
22	-	-	-	-	-	44	61	11	0.1	23	139	99.6
23	-	-	-	-	-	58	61	10	0.1	19	149	99.7

Tab. S. 12 : Charge MSP 70 kW : pertes et rendement du filtre d'entrée au cours de la mission de vol

PMV	ΔU_{HVDC} [V]	ΔI_{HVDC} [A]	$I_{HVDC,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{HVDC,MAX}$ [A]	$\langle I_{HVDC} \rangle$ [A _{avg}]	$I_{C1,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{L2,MAX}$ [A]	$I_{C3,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{C4,RMS}$ [A _{rms}]	$I_{convDC,RMS}$ [A _{rms}]	$\langle I_{convDC} \rangle$ [A _{avg}]	ΔV_{CONV} [V]	$THD^{[1]}$ [%]
1	104	44	48	69	46	-	-	48	69	44	8	63	46	27	13
2	96	28	94	108	94	-	-	94	108	53	6	107	94	21	10
3	110	30	65	79	64	-	-	65	79	42	6	77	64	20	15
4	79	30	52	68	51	-	-	52	68	40	6	65	51	21	14
5	107	30	58	71	58	-	-	58	71	41	6	70	58	21	14
6	97	28	66	80	66	-	-	66	80	41	5	78	66	17	14
7	102	30	57	76	56	-	-	57	76	41	6	69	56	21	15
8	89	36	51	72	50	-	-	51	72	40	6	64	50	23	14
9	87	34	46	62	44	-	-	46	62	39	7	58	44	23	16
10	109	37	43	58	41	-	-	43	58	37	7	55	41	23	15
11	83	24	127	136	127	-	-	127	136	66	6	143	127	21	8
12	83	28	113	124	113	-	-	113	124	61	6	128	113	23	9
13	86	27	100	110	100	-	-	100	110	59	6	115	100	23	10
14	92	32	61	77	60	-	-	61	77	51	7	79	60	26	12
15	108	28	82	95	82	-	-	82	95	51	6	96	82	21	10
16	109	43	36	58	34	-	-	36	58	34	8	47	34	25	16
17	119	31	78	98	78	-	-	78	98	56	7	95	78	25	11
18	100	27	60	78	60	-	-	60	78	41	6	72	60	19	14
19	96	26	70	84	70	-	-	70	84	42	5	81	70	16	14
20	102	27	65	81	65	-	-	65	81	43	6	77	65	19	15
21	85	24	75	84	75	-	-	75	84	42	5	85	75	16	13
22	86	27	71	85	71	-	-	71	85	42	5	82	71	17	14
23	89	25	81	95	81	-	-	81	95	41	5	91	81	16	12

Tab. S. 13 : Charge MSP 70 kW : grandeurs électriques au cours de la mission de vol

Références

Articles scientifiques

- [**ABE09**] K. Yamazaki, A. Abe “Loss Investigation of Interior Permanent-Magnet Motors Considering Carrier Harmonics and Magnet Eddy Currents,” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 2, March–April, 2009.
- [**ALE93**] D.R. Alexander, S.M. Williams, “An optimal PWM algorithm implementation in a high performance 125 kVA inverter”, Proc. APEC '93, pp.771-777.
- [**ALE99**] D. Alexa, “PWM technique with partially constant modulating waves,” für Elektrotechnik, 82, pp. 99-104, 1999.
- [**ALG28**] P. L. Alger, “The Calculation of the armature reactance of synchronous Machine,” Presented at the winter convention of the A.I.E.E., Feb., 1928.
- [**ALM08**] G.Almandoz, J. Poza, M. A. Rodríguez, A.González, “Analytic Model of a PMSM Considering Spatial Harmonics,” International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, pp. 603-608, June 2008.
- [**ARK09**] Z. Kolondzovski, A. Belahcen, A. Arkkio, “Multiphysics thermal design of a high-speed permanent-magnet machine,” Applied Thermal Engineering, Vol. 29, Issue: 13, Publisher: Elsevier Ltd, Pages: 2693-2700.
- [**ARK10**] Z. Kolondzovski, A. Arkkio, J. Larjola, P. Sallinen, "Power Limits of High-Speed Permanent-Magnet Electrical Machines for Compressor Applications," IEEE transactions on energy conversion, vol. 26, no. 1, march 2011.
- [**BAR19**] H. Barkhausen, Phys Zeits, 20, 401, (1919).
- [**BEC62**] Becker, K. M. and Kaye, “The influence of a radial temperature gradient on the instability of fluid flow in an annulus with an inner rotating cylinder,” J. Heat Transfer, 84, 106-110. J. 1962.
- [**BEL95**] M. Belkhat, R. Cooley, and A. Witulski, “Large Signal Stability Criteria For Distributed Systems with Constant Power Loads,” Proc. of IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC, 1995, pp. 1333 – 1338.
- [**BER82**] G. Bertotti, F. Fiorillo, P. Mazzetti, G. P. Soardo, “Dynamics of microscopic magnetization processes and magnetic losses (invited),” J. Appl. Phys., 53(11), 8287, (1982).
- [**BER83**] G. Bertotti, “Space-time correlation properties of the magnetization process and eddy current losses: Theory,” J. Appl. Phys., 54(9), 5293, (1983).
- [**BER84**] G. Bertotti, “Space-time correlation properties of the magnetization process and eddy current losses: Applications. I. Fine wall spacing,” J. Appl. Phys., 55(12), 4339, (1984).
- [**BER85**] G. Bertotti, “Physical interpretation of eddy current losses in ferromagnetic material's.I. Theoretical considerations,” J. Appl. Phys., 57(6), 2110, (1985).

- [BER88] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials," IEEE Trans. Magnetics, vol. 24, pp. 621-630. January 1988.
- [BER92] G. Bertotti, F. Fiorillo, P. Mazzetti, "Basic principles of magnetization processes and origin of losses in soft magnetic materials," Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 112, Issues 1-3, 1 July 1992, pp. 146-149.
- [BER97] J.P. Louis, C. Bergmann, "Commande numérique - Régimes intermédiaires et transitoires," Techniques de l'ingénieur D-3643, 1997.
- [BER98] G. Bertotti, "Hysteresis in Magnetism: For Physicist Materials Scientists and Engineers," Academic Press, San Diego, (1998).
- [BER99] Y. Bertin, "Refroidissement des machines électriques tournantes," Techniques de l'ingénieur D-3460, 1999.
- [BIE71] Y. Yu and J. J. Biess, "Some Design Aspects Concerning Input Filters for DC-DC Converters," 1971 IEEE Power Conditioning Specialists Conference Record, pp. 66-76 (IEEE Publication 71 C15-AES).
- [BIN06] A. Binder, T. Schneider, M. Klohr, "Fixation of buried and surface-mounted magnets in high-speed permanent-magnet synchronous machines," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 42, no 4, p. 1031-7, July-Aug. 2006.
- [BOG03] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari et M. Pastorelli, "A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, no. 4, pp. 945-952, aug 2003.
- [BOU81] N. Boules, "Impact of slot harmonics on losses of high-speed permanent magnet machines with a magnet retaining ring," Electr. Mach. Electromech., 1981, 6, pp. 527-539.
- [BOU98] M. Bouafia, Y. Bertin, J. B. Saulnier, "Analyse expérimentale des transferts de chaleur en espace annulaire étroit et rainuré avec cylindre intérieur tournant," Int. J. Heat Mass Transfer, No10, p : 1279-1291 (1998).
- [BOU09] I. Idoughi, x. Mininger, f. Bouillault, "Modèle thermique équivalent d'une encoche statorique base sur la méthode FIT," Electrotechnique du Futur, Compiègne, 24, Septembre 2009.
- [BOW75] S. R. Bowes, "New sinusoidal pulsewidth-modulated inverter," Proc. Inst. Elect. Eng., vol. 122, no.11," pp. 1279-1285, 1975.
- [BOW85] S.R. Bowes, M.I. Mech, A. Midoun: "Suboptimal switching strategies for microprocessor-controlled PWM inverter drives", IEE proceedings, Vol. 132, No. 3, pp. 133-148, May 1985.
- [BOW97] S. R. Bowes, Y. S. Lai, "The relation Between Space-Vector Modulation and Regular-Sampled PW," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no 5, October 1997.
- [BOZ93] R. M. Bozorth, "Ferromagnetism," IEEE Press, Piscataway, (1993).
- [BRI90] P. Brissonneau, "Aimants permanents : Principes et circuits magnétiques," Techniques de l'ingénieur D-2090, 1990.

- [**BRO88**] H. van der Broeck, H. Skudelny and G. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no.1, 1988.
- [**BRO91**] H. V.D Broeck, "Analysis of the harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation," in Proc. EPE'91, 1991, pp. 3/261–3/266.
- [**BUJ75**] G. Buja, G. Indri, "Improvement of pulse width modulation techniques," für Elektrotechnik, 57, pp. 281-289, 1975.
- [**BUT10**] C. Buttay, "Modules et boîtiers de puissance (packaging)," Techniques de l'ingénieur D-3116, 2010.
- [**CAN08**] W. R. Canders, D. Hulsmann, H. Mosebach, "Power loss effects in protection sleeves of permanent magnet excited synchronous machines with surface magnets," in Proc. 2008 IEEE International Conference on Electrical Machines, Paper ID 1108, pp. 1-6.
- [**CAR09**] De Maglie, R., Osvald, G., Engstler, J., Engler, A., Carayon, J.-P.; Liebherr Elektron. GMBH, Lindau, Germany, "Optimized 70kW power inverter dedicated to future aircraft applications," 13th European Conference on Power Electronics and Applications EPE '09. September 2009.
- [**CHE02**] Yicheng Chen; Pillay, P. "An improved formula for lamination core loss Calculations in Machines Operating with High Frequency and High Flux Density Excitation," Industry Applications Conference, 2002. Volume: 2. On page(s): 759- 766 vol.2.
- [**CHE05**] W.J. Chen, E.J. Gunter, "Introduction to dynamics of rotor-bearings systems," Trafford Publishing, Victoria, BC, Canada, 448 p, 2005.
- [**CHO00**] T.P. Chow, V. Khemka, J. Fedison, N. Ramungul, K. Matocha, Y. Tang, R.J. Gutmann, "SiC and GaN bipolar power devices," Solid-State Electronics 44, pp 277-301, 2000.
- [**COU98**] G. Couderchon, "Alliages magnétiques doux," Techniques de l'ingénieur M-350, 1998.
- [**COU11**] B. Cougo, T. Meynard, G. Gateau, "Parallel Three-Phase Inverters: Optimal PWM Method for Flux Reduction in Intercell Transformers," IEEE transactions on power electronics, vol. 26, no. 8, august 2011.
- [**CRO90**] M. J. J. Cronin, "The all-electric aircraft," IEE Review, Vol. 36, 1990, pp. 309-311.
- [**CUK76**] R.D. Middlebrook, S. Cuk, "A general unified approach to modelling switching converter power stages", IEEE Power Electronic Specialists Conference, Records , pp 18-34, 1976.
- [**DA09**] A. De Andrade, T. Meynard, N., Sadowski, P. Kuo Peng, "Study of a double-star synchronous machine fed by a dual Voltage Source Inverter," COMPUMAG 2009.
- [**DA11**] A. De Andrade, B. Sareni, X. Roboam, M. Couderc, R. Ruelland, "Conception intégrée par optimisation multicritère d'un système d'actionnement électrique pour l'aéronautique," Electrotechnique du Futur, Belfort, 14 et 15 décembre 2011.
- [**DA12a**] A. De Andrade, B. Sareni, X. Roboam, M. Couderc, R. Ruelland, "Multilevel optimization of electrical environmental conditioning systems for more electrical aircrafts", 12th Workshop on Optimization and Inverse Problems in Electromagnetism (OIPE'12), Ghent, Belgium, 18-21 sep. 2012.

- [DA12b] A. De Andrade, B. Sareni, X. Roboam, T. Meynard, A. Lesage, M. Couderc, R. Ruelland, "Integrated optimal design for power systems of more electrical aircraft", MEA – More Electric Aircraft, Bordeaux, 20th-21th Nov. 2012.
- [DEB00] K. Deb, S. Agrawal, A. Pratab, T. Meyarivan, "A fast-elitist -dominated sorting genetic algorithm for multiobjective optimization: NSGA-II", Proceeding of the Parallel Problem Solving from Nature VI Conference, pp. 849-858, 2000.
- [DEN98] F. Deng, "Analytical modeling of eddy current losses caused by pulse width-modulation switching in permanent-magnet brushless DC motors," IEEE Trans. Magn, 1998, 34, pp. 3728–3726.
- [DUB99] J.Y. Duboz, "Matériaux semi-conducteurs à grand gap III-V à base de GaN," Techniques de l'ingénieur E-1995, 1999.
- [DUI06] C.J. Van Duijn, "Development of Methods, Algorithms and Software for Optimal Design of Switched Reluctance Drives", 17 January 2006.
- [ERI99] R. W. Erickson, "Optimal Single Resistor Damping of Input Filters", Applied Power Electronics Conference and Exposition, vol.2, Pages 1073 – 1079, March 1999.
- [FAL04] L. Faleiro, "Integrated equipment systems for a more electric aircraft – hydraulics and pneumatics", 24th ICAS international congress of the aeronautical sciences, 2004.
- [FAL05] L. Faleiro, "Beyond the More Electric Aircraft in Aerospace America", September 2005.
- [FAL06] L. Faleiro, "Summary of the European Power Optimised Aircraft (POA) project", 25th ICAS international congress of the aeronautical sciences, 2006.
- [FEN99] X. Feng, C. Liu, Z. Ye, F.C. Lee; D. Borojevic, "Monitoring the Stability of DC Distributed Power Systems," The 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, vol. 1, pp. 367-372, 1999.
- [FEN02] X. Feng, J. Liu, and F.C. Lee, "Impedance specifications for stable DC distributed power systems," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, issue 2, pp. 157 - 162, year 2002.
- [FIL10] T. Filchev, F. Carastro, P. Wheeler, "High Voltage High Frequency Power Transformer for Pulsed Power Application", Jon Clare 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010.
- [FOC98] F. Forest, T. Meynard, H. Foch, "Onduleurs de tension - Structures. Principes. Applications," Techniques de l'ingénieur D-3176, Novembre 1998.
- [FOC00] H. Foch, T. Meynard, F. Forest, "Onduleurs de Tension," Techniques de l'ingénieur D-3177, 2000.
- [FOG99] A. Foggia, "Méthodes de calcul des inductances de fuites," Techniques de l'ingénieur D3440, 1999.
- [FRI06] M. Willander, M. Friesel, Q. Wahab, B. Straumal, "Silicon carbide and diamond for high temperature device applications," Journal of Materials Science: Materials in Electr. 17 pp 1-25, 2006.
- [FUK97] S. Fukuda, K. Suzuki, "Harmonic evaluation of carrier-based PWM methods using harmonic distortion determining factor," Proceedings of the Power Conversion Conference – pp. 259 - 264 vol.1, 1997.

- [**GAL09**] G. Galzin, V. Gomez, "Electrical Environmental Control System", More Electric Aircraft Forum, Barcelona, September 2009.
- [**GAZ58**] Gazley, Carl, Jr. "Heat-Transfer Characteristics of the Rotation," Second ed., 1 and Axial Flow Between Concentric Cylinders. Trans. ASME, vol. 80, no. 1, Jan. 1958, pp. 79-90.
- [**GHO05**] M. Khafallah ; A. El Afia ; A. Saad ; J. Ghouili, "Etude comparative des performances de la modulation sinusoïdale régulière et la modulation vectorielle d'un onduleur à MLI," Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, 2005.
- [**GIE08**] J. F. Gieras, A. C. Koenig, L. D. Vanek, "Calculation of eddy current losses in conductive sleeves of synchronous machines," in Proc. 2008 IEEE International Conference on Elec Mach, Paper ID 1305, pp. 1-4.
- [**GIR09**] S. Girinon, H. Piquet, N. Roux, B. Sareni, "Analytical Input Filter Design in DC Distributed Power Systems Approach taking Stability and Quality criteria into account," 13th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, September 2009.
- [**GLI08**] R. Glises, "Machines électriques tournantes : simulation du comportement thermique," Techniques de l'ingénieur D-3760, 2008.
- [**HAS08**] N. Hashernnia, B. Asaei, "Comparative Study of Using Different Electric Motors in the Electric Vehicles," Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines.
- [**HAV99**] A.M. Hava, R.J.Kerman, Th.A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.14, No. 1, Jan. 1999.
- [**HAY09**] Philip Butterworth-Hayes, "All-electric aircraft research speeds up," Aerospace America/january 2009.
- [**HEU79**] J.F. Heuillard, "Refroidissement des machines tournantes, Lois de la transmission de chaleur et applications," Techniques de l'ingénieur D-447, 1979.
- [**HOB04**] J. Hobraiche, J.-P. Vilain, C. Plasse, "Offline optimized pulse pattern with a view to reducing DC-link capacitor application to a starter generator," in Proc. of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vol. 5, pp. 3336 – 3341, 20-25 June 2004, Aachen, Germany.
- [**HOL94**] J. Holtz, "Parallel Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion," Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, pp. 1194-1214, august 94.
- [**HOL96**] D. G. Holmes, "The significance of zero space vector placement for carrier-Based PWM schemes," IEEE transactions on industry applications, vol 32, no 5, September/october 1996.
- [**HOL02**] B. P. McGrath, D. G. Holmes, "Multicarrier PWM Strategies for Multilevel Inverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 858-867, August 2002.
- [**HOL03**] D. G. Holmes, T. A. Lipo, "Pulse width modulation for power converters: principles and practice," IEEE/Wiley, 2003.
- [**HOL06**] B. P. McGrath, D. G. Holmes, T. Meynard, "Reduced PWM Harmonic Distortion for Multilevel Inverters Operating Over a Wide Modulation Range," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 21, no. 4, pp. 941-949, vol. 21, no. 4, july 2006.

- [**HOL07**] B. P. McGrath, T. Meynard, G. Gateau, D. G. Holmes, "Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder," *IEEE transactions on power electronics*, vol. 22, no. 2, march 2007.
- [**HOW00**] K. Atallah, D. Howe, P. H. Mellor, D. A. Stone, "Rotor loss in permanent magnet brushless AC machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 6, pp. 1612–1618, Nov.–Déc. 2000.
- [**HOW03**] K. Atallah, J. Wang, D. Howe, "Torque-Ripple Minimization in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 6, pp. 1689–1695, Nov.–Déc. 2003.
- [**HOW04**] H. Toda, Z. P. Xia, J. Wang, K. Atallah, D. Howe, "Rotor eddy current loss in permanent magnet brushless machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 4, pp. 2104–2106, Jul. 2004.
- [**HOW07**] J. D. Ede, K. Atallah, G.W. Jewell, J.B. Wang, D. Howe, "Effect of Axial Segmentation of Permanent Magnets on Rotor Loss in Modular Permanent-Magnet Brushless Machines," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 5, Sep.–Oct. 2007.
- [**HOWS03**] Mike Howse, (2003), *All Electric Aircraft*, IEE Power Engineer.
- [**HSU07**] J.S. Hsu, "Study on Enhancement and Weakening of Permanent Magnet Air Gap Flux Density," *IEEE International : Electric Machines & Drives Conference*, pp. 1552-1556, May 2007.
- [**JAN11**] B. Dagusé, X. Jannot, C. Ledoux, P. Lefranc, J.C. Vannier, "Multiphysic optimal design of an inverter fed PMSM and choice of switching frequency." In *Proceedings of the 14th European Conference in Power Electronics and Applications (EPE'11) (14th European Conference in Power Electronics and Applications)*, Birmingham (Royaume-Uni), pp. 1-10 (2011-11).
- [**JEN93**] F. Jenni ; D. Wueest, "The optimization parameters of space vector modulation," *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, vol. 4, pp. 376-381, September 1993.
- [**JON99**] R. I. Jones, "The More Electric Aircraft: the past and the future?," in *IEE Colloquium on Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft*, , 1999, pp. 1/1-1/4.
- [**KAN09**] S. G. Kandlikar, C. N. Hayner II, "Liquid Cooled Cold Plates for Industrial High-Power Electronic Devices—Thermal Design and Manufacturing Considerations", *Heat Transfer Engineering*, Published By: Taylor & Francis, Volume 30, no 12, pp 918-930, 2009.
- [**KOL08**] Z. Kolondzovski, P. Sallinen, A. Belahcen, A. Arkkio, "Rotordynamic analysis of different rotor structures for high-speed permanent-magnet electrical machines," *IET Elec Power Applic*, Vol. 4, No. 7, 2009, pp. 516-524.
- [**KOL09**] Z. Kolondzovski, A. Belahcen, A. Arkkio, "Comparative thermal analysis of different rotor types for a high-speed permanent-magnet electrical machine," *IET Elec Power Applic*, Vol. 3, No. 4, July 2009, pp. 279-288.
- [**KOU10**] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L.G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Pérez, J. I. Leon, "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol.57, no. 8, August 2010, pp.2553-2580.
- [**KRA96**] T. W. Krauze, J. A. Szpunar, M. Birsan, D. L. Atherton, "Correlation of magnetic Barkhausen noise with core loss in oriented 3% Si–Fe steel laminates," *J. Appl. Phys.*, 79(6), 3156, (1996).
- [**KRI01**] R. Krishnan, « *Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design & Applications* », CRC Press (2001), pp. 351-384.

- [LAD05] P. Ladoux, F. Richardeau, L. Raulin, "Électronique de puissance pour la qualité de l'énergie des réseaux de bord d'avion," J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Vol., Hors-Série 1, 3 - 2005.
- [LAJ82] B. Davat, H. Rezine, M. Lajoie-Mazenc, "Eddy currents in solid rotor permanent magnet synchronous motors fed by voltage inverter," *Electr. Mach. Electromech.*, 1982, 7, pp. 115–124.
- [LAL11] M. Fénot, Y. Bertin, E. Dorignac, G. Lalizel, "A review of heat transfer between concentric rotating cylinders with or without axial flow," *International Journal of Thermal Sciences*, pp. 1-18, 2011.
- [LAN05] Olivier Langlois, Etienne FOCH, Xavier ROBOAM, Hubert PIQUET ; "De l'avion plus électrique à l'avion tout électrique : état de l'art et prospective sur les réseaux de bord" ; J3eA, Journal sur l'enseignement des sciences et technologies de l'information et des systèmes, Volume 4, 2005.
- [LAZ10] M. Lazzari, A. Miotto, A. Tenconi, S. Vaschetto, "Analytical Prediction of Eddy Current Losses in Retaining Sleeves for Surface Mounted PM Synchronous Machines," XIX International Conference on Electrical Machines - ICEM 2010, Rome.
- [LEC07] L. Lechevallier, JM. Le Breton, P. Tenaud, A. Morel, S. Brassard, "Aimants permanents : Applications et perspectives," *Techniques de l'ingénieur D-2102*, 2007.
- [LEL09] R. Leleu, "Transferts de chaleur," *Techniques de l'ingénieur J-1080*, 2009.
- [LEP07] F. Leplus, "Bobine à noyau de fer en régime variable," *Techniques de l'ingénieur D-3040*, 2007.
- [LES12] A. Lesage, T. Meynard, "Conception d'un filtre d'entrée pour onduleur connecté sur un réseau de bord d'avion," 14ème édition de la Conférence Electronique de Puissance du Futur (EPF), Bordeaux, juillet 2012.
- [LEV09] D. L. Saums, D. Levett, J. C. Howes J. Marsala, "Vaporizable Dielectric Fluid Cooling for IGBT Power," *Semiconductors IMAPS New England Symposium 2009 Boxborough MA USA May 5*, 2009.
- [LIO4] W. Li, X. Yang, Y. Guojun, Z. Lei, W. Xinxin, "Impact analysis of the catcher bearing for the magnetic suspending rotor in HTR10-GT project," 2nd International Topical Meeting on high temperature reactor technology. Beijing, CHINA, September 22-24, 2004.
- [LIP98] A.M. Hava, R.J.Kerman, Th.A. Lipo, "A high-performance generalized discontinuous PWM algorithm", *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, Vol. 34, No.5, Sep./Oct. 1998.
- [LUY06] X. Liang; Y. Luy; , "Harmonic Analysis for Induction Motors ," *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, pp 172-177, May 2006.
- [MEK01] M. Mekhiche, S. Nichols, J.L. Kirtley, J. Young, D. Boudreau, R. Jodoin, "High-speed, high-power density PMSM drive for fuel cell powered HEV application," *IEEE International Electric Machines and Drives Conference IEMDC*, p. 658-63, 2001.
- [MEN10] L. Ménager, B. Allard, V. Bley, "Conditionnement des modules de puissance," *Techniques de l'ingénieur D-3385*, 2010.
- [MEY95] T.A. Meynard, H. Foch, "Multilevel Converters and Derived Topologies For High Power Conversion," *IEEE Industrial Electronics, Control, and Instrumentation – IECON*, vol. 1, no. 21, pp. 21-26, November 1995.

- [MEY07] B. P. McGrath, D. G. Holmes, T. Meynard, G. Gateau, "Optimal Modulation of Flying Capacitor and Stacked Multicell Converters Using a State Machine Decoder," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, March 2007.
- [MID76] R. D. Middlebrook, "Input filter considerations in design and application of switching regulators", IEEE Industry Applicat. Soc. Annu. Meeting, 1976.
- [MIL90] T.J.E. Miller, M. McGilp « Nonlinear theory of the switched reluctance motor for rapid computer-aided design », IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. B, No.6, November 1990, pp. 337-347.
- [MIN10] Z. Minghui, L. Weiguo, "Thermal Analysis of Surface Mounted Permanent Magnet Brushless DC Motors with Different Types of Retaining Sleeve," International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Oct. 2010, pp. 955-958.
- [MIT99] D.M. Mitchell Consultants, Cedar Rapids, IA, "Power line filter design considerations for dc-dc converters", Industry Applications Magazine, IEEE , vol. 5, no 6, pp 16 – 26, November/December 1999.
- [MOI98] I. Moir, "The all-electric aircraft-major challenges," IEE Colloquium on All Electric Aircraft, 1998, pp. 2/1-2/6.
- [MOI99] I. Moir, "More-electric aircraft-system considerations," IEE Colloquium on Electrical Machines and Systems for the More Electric Aircraft , 1999, pp. 10/1-10/9.
- [MOR05] J. Morren, S.W.H. de Haan, J.A. Ferreira, "(De-)Stabilising Effect of Power Electronic Interfaced DG Units in Distribution Networks", Proc. EPE 2005 Dresden.
- [MTH06] Mthombeni, T.L.; Pillay, P. "Physical Basis for the Variation of Lamination Core Loss Coefficients as a Function of Frequency and Flux Density," IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference. Date: 6-10 Nov. 2006. On page(s): 1381-1387.
- [MULT95] B. Multon, L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," Revue 3E.I n°4 Décembre 1995 pp.53-64. 53.
- [NAG05] A.S. Nagorny, N.V. Dravid, R.H. Jansen, B.H. Kenny, "Design aspects of a high speed permanent magnet synchronous motor/generator for flywheel applications," International Electric Machines and Drives Conference, p. 635-41, 2005.
- [NER02] J. Nerg, M. Niemelä, J. Pyrhönen, J. Partanen, "FEM Calculation of Rotor Losses in a Medium Speed Direct Torque Controlled PM Synchronous Motor at Different Load Conditions," IEEE transactions on magnetics, vol. 38, no. 5, September 2002.
- [NOG07] T. Noguchi, M. Kano, "Development of 150000 r/min, 1.5 kW Permanent-Magnet Motor for Automotive Supercharger," Conference on Power Electronics and Drive Systems, pp. 183-188, Nov. 2007.
- [OGA89] S. Ogasawara, It. Akagi and A. Nabae, "A Novel PWM Scheme of Voltage Source Inverters Based on Space Vector Theory", EPE, 1989.
- [PAT09] N. Patin, T. D. Nguyen, G. Friedrich, "Impact des stratégies de contrôle et des topologies d'onduleur sur la stabilisation du bus continu dans les systèmes embarqués," Conférence EF 2009 UTC, Compiègne, Septembre 2009.

- [PER97] A. J. Perin, R. T. Bascopé, "O transistor IGBT Aplicado em Eletrônica de Potência," Porto Alegre : Sagra Luzzatto, Brasil. 1997.
- [PET70] B.S. Petukhov, "Heat transfer and friction in turbulent pipe flow with variable physical properties," *Adv. Heat Transfer* 6, 503-565 (1970).
- [PHILIPS] Philips components, "3C90 Material grade specification," Ferrite ceramics, November 1997.
- [PIQ06] H. Piquet, M. Metz, T. Meynard, F. Richardeau, H. Foch, "Des dipôles à la cellule de commutation," *Techniques de l'ingénieur D-3075*, Novembre 2006.
- [POL99] H. Polinder, M.J. Hojmakers, "Eddy-Current Losses in the Segmented Surface Mounted Magnets of a PM Machine," *IEE Proc. –Electr. Power Appl*, Vol. 146, N°3, Mai 1999, pp 261-266.
- [POP10] L. Popova, "Combined electromagnetic and thermal design platform for totally enclosed induction machines," Lappeenranta University of Technology, PhD Thesis, Finlande, 2010.
- [QUI93] R. E. J. Quigley, "More Electric Aircraft," *Proceedings of 8th the Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '93.*, 1993, pp. 906-911.
- [RAD95] A. V. Radun, "Design considerations for the switched reluctance motor," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, no. 5, pp. 1079–1087, Sept./Oct. 1995.
- [RAD07] L.E. Radaorozandry, "Conception et Optimisation des Machines Synchrones avec des Modèles Analytiques en tenant compte de la Saturation Magnétique," *Mémoire de maîtrise des sciences*, Université Laval, Québec, 2007.
- [RAM06] T. Raminosa, "Optimisation des performances des machines synchro-réductantes par réseau de perméances", PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 2006).
- [RAN03] Ranbir Singh, Sei-Hyung Ryu, D. Craig Capell, John W. Palmour, "High Temperature SiC Trench Gate p-IGBTs," *IEEE Transactions on Electron devices*, vol. 50, no. 3, march 2003.
- [RAY10] C. Raynaud, D. Tournier, H. Morel, D. Planson, "Comparison of high voltage and high temperature performances of wide bandgap semiconductors for vertical power devices," *Diamond & Related Materials* 19, pp 1–6, 2010.
- [ROB09] X. Liu, A. Forsyth (University of Manchester, UK) ; H. Piquet, S. Girinon, X. Roboam, N. Roux (Université de Toulouse, Laboratoire PLAsma et Conversion d'Énergie – LAPLACE, France) ; A. Griffo, J. Wang (University of Sheffield, UK) ; S. Bozhko, P. Wheeler (University of Nottingham, UK) ; M. Margail, J. Mavier, L. Prisse (Airbus France, France), "Power Quality and Stability Issues in More-Electric Aircraft Electrical Power Systems", *More Electric Aircraft Forum*, Barcelona, September 2009.
- [ROB11] X. Roboam, "New trends and challenges of electrical networks embedded in more electrical aircraft", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE 2011)*, Gdansk, Poland, 2011.
- [ROS07] J.A Rosero, J.A. Ortega, E. Aldabas, L. Romeral, "Moving towards a more electric aircraft", *IEEE Aerospace Electr. Systems, Magazine*, vol. 22, n. 3, pp. 3-9, Mar. 2007.
- [SAL02] J.A. Aziz, Z. Salam, "A PWM Strategy for the Modular Structured Multilevel Inverter Suitable for Digital Implementation," *VIII IEEE International Power Electronics Congress*, 2002. *Technical Proceedings - CIEP 2002*, pp. 160-164, October 2002.

[SAN90] S.R. Sanders, J.M. Noworolski, X.Z. Liu, G.C. Verghese, "Generalized averaging method for power conversion circuits", 21st Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC '90 Record, Page(s): 333 – 340, June 1990.

[SAR03] B. Sareni, J. Regnier, X. Roboam, "Recombination and Self-Adaptation in Multi- Objective Genetic Algorithms" 6PthP International Conference on Artificial Evolution, Marseille, 2003. (Sélectionné pour une publication dans le numéro 2936 de la revue Lectures Notes in Computer Science LNCS, pp. 115-127).

[SAU08] M. Sautreuil, N. Retiere, D. Riu, O. Sename, "A Generic Method for Robust Performance of Aircraft DC Power Systems", Proc. of the 26th IEEE Annual Industrial Elec. Soc. Conference, IECON'08, Nov. 2008.

[SCH64] A. Schonung, H. Stemmler, "Static Frequency Changer with Sub-harmonics Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC Drives" BBC Review, Aug./Sep. 1964.

[SCH00] "Les perturbations électromagnétiques basse et haute fréquence", Intersections : le magazine Schneider Electric de l'enseignement technologique et professionnel, Juin 2000.

[SCH04] Z.Q. Zhu, K. Ng, N. Schofield and D. Howe, "Improved analytical modelling of rotor eddy current loss in brushless machines equipped with surface-mounted permanent magnets," IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 151, no. 6, pp 641-650, Nov 2004.

[SEB87] T. Sebastian, G. R. Slemon, "Transient torque and short circuit capabilities of Variable speed permanent magnet motors," IEEE transactions on magnetics, vol. Mag-23, no. 5, pp. 3619-3621, September 1987.

[SLE87] T. Sebastian, G. R. Slemon, "Operating limits of inverter-driven permanent magnet motor drives," IEEE transactions on industry applications, vol. IA 23, no. 2, pp. 327-333, April 1987.

[SLE89] T. Sebastian, G. R. Slemon, "Transient Modeling and Performance of Variable-Speed Permanent-Magnet Motors," IEEE transactions on industry applications, vol. 25, no. 1, pp. 101-106, February 1989.

[SLE92] G. Slemon, X. Liu, "Modeling and design optimization of permanent magnet motors," Electrical Machines and Power Systems, Vol. 20, pp. 71-92, 1992.

[SPA00] Z. S. Spakovszky, J. D. Paduano, "Tip-Clearance Actuation With Magnetic Bearings For High-Speed Compressor Stall Control," ASME Turbo Expo, Munich Germany, May 2000.

[STE05] P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelkemper, N. Celanovic, "Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters," IEEE Power Electronics Specialists Conference – PESC. Vol 36, pp. 2296-2301. June 2005.

[STM01] J. Saint-Michel, "Bobinage des machines tournantes à courant alternatif," Techniques de l'ingénieur D-3420, 2001.

[TAK93] I. Takahashi, T. Koganezawa, G. Su, K. Oyama, "A super high speed PM motor drive system by a quasi-current source inverter," IEEE transactions on Industry Applications, vol. 30, no3, pp. 683-690, June 1994.

[TAK97] I. Takahashi, A. Ogata, H. Kanazawa, A. Hiruma, "Active EMI Filter for Switching Noise of High Frequency Inverters," in Conf. Rec. IEEE PCC-Nagaa'97, pp. 331-334, 1997.

- [TAY23] G. I. Taylor, "Stability of a Viscous Liquid Contained between Two Rotating Cylinders," *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Containing Paper of a Mathematical or Physical Character*, Vol. 223 (1923), pp. 289-343.
- [TAY35] Taylor, G.I. "Distribution of Velocity and Temperature between Concentric Cylinders," *Proc Roy Soc*, 159, PtA, pp 546-578. 1935.
- [VAN06] J.-C. Vannier, R. Kaczmarek, Z. Wang, A. Randria, "Rotor loss in PMSM by calculation, simulation and measurements, mutual verification of methods", *Electrical Power Quality and Utilization*, vol. XII, no 2, p. 113-116, 2006.
- [VAN10] W.-Y. Huang, A. Bettayeb, R. Kaczmarek, J.-C. Vannier, "Optimization of magnet segmentation for reduction of eddy-current losses in permanent magnet synchronous machine", *IEEE Trans. on Energy Conversion*, vol. 25, no 2, p. 381-7, June 2010.
- [VEE97] J.L.F.V. Veen, L.J.J. Offringa, A.J.A. Vandenput, "Minimising rotor losses in high-speed high-power permanent magnet synchronous generators with rectifier load," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 144, no. 5, pp 331-337, Sep 1997.
- [VEN87] Venable H. D. Minimizing input filter requirements in military power supply design. *Powerconversion & Intelligent Motion*, 13(5):26 – 27, 1987.
- [VID11] B. Dagusé, P. Dessante, P. Vidal, J.C. Vannier, J. Saint Michel, J.L. Thomas, "Optimization and comparison of optimal saliency permanent magnet synchronous machines for electric vehicle application." In *Proceedings of the 15th International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF 2011)*, Funchal (Portugal) : 8p. (2011-09)
- [VIJ01] Praveen Vijayraghavan, « Design of SRM and Development of a Universal Controller for SR and PM Brushless DC Motor Drives », PhD, Blacksburg, Virginia, November 15, 2001.
- [VOR88] Vorpérian, V. (1988). Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM Switch; Part I: Continuous Conduction Mode, *VPEC newsletter Current*, Fall 1988, pp. 1-09.
- [VRA68] J.E. Vrancik "Prediction of windage power loss in alternators," *Nasa Glenn Research Center, USA, Technical Note D-4849*, Octobre 1968.
- [WAN99] J. Wang, G.W. Jewell, D. Howe, "A General Framework for the Analysis and Design of Tubular Linear Permanent Magnet Machines," *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 35, no. 3, may 1999.
- [WAN07] R. Liu, P. Zheng, D. Xie, L. Wang, "Research on the High Power Density Electromagnetic Propeller," *IEEE Transactions on magnetics*, vol. 43, no. 1, january 2007.
- [XU95] L. Xu, L. Ye, L. Zhen, A. El-Antably, "A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation," *IEEE transactions on industry applications*, vol. 31, no. 2, pp. 373-378, April 1995.
- [ZAG04] B. J. McKeon, C. J. Swanson, M. V. Zagarola, R. J. Donnelly, A. J. Smits, "Friction factors for smooth pipe flow," *J. Fluid Mech.* (2004), vol. 511, pp. 41–44.
- [ZHA04] JM. Zhang, XG. Xie, DZ. Jiao, Z. Qian, "Stability Problems and Input Impedance Improvement for Cascaded Power Electronic Systems," *Proc. of IEEE Applied Power Electronics Conference, APEC'04*, Feb. 2004.

[ZHA06] Zhang, H. and Zhao, Q., "Switching Harmonics in a Three-Phase PWM Inverter," SAE Technical Paper 2006-01-3078, 2006, doi:10.4271/2006-01-3078.

[ZHA11] H. Li, K. Zhang, H. Zhao, "Active DC-Link Power Filter for Single Phase PWM Rectifiers", 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia May 30-June 3, 2011, The Shilla Jeju, Korea, pp. 2920-2926.

[ZHO06] F. Zhou, J. Shen, W. Fei, R. Lin, "Study of retaining sleeve and conductive shield and their influence on rotor loss in high-speed PM BLDC motors," IEEE Trans. Magn, vol 42, pp.3398-3400, Oct. 2006.

[ZHU93] Z. Q. Zhu, D. Howe, "Instantaneous Magnetic Field Distribution in Brushless Permanent Magnet dc Motors Part II : Armature-Reaction Field," IEEE transactions on magnetics, vol. 29, no. 1, pp. 136-142 Jan. 1993.

[ZHU02] Z.Q. Zhu, D. Howe, C.C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless Permanent-magnet machines," IEEE transactions on magnetics, vol. 38, no. 1, pp. 229-238 Jan. 2002.

[ZHU05] D. Ishak, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Eddy-current loss in the rotor magnets of permanent-magnet brushless machines having a fractional number of slots per pole," IEEE Trans. Magn., vol. 41, no. 9, pp. 2462–2469, Sep. 2005.

[ZWY05] C. Zwyssig, J. Kolar, W. Thaler, M. Vohrer, 2005, "Design of a 100 W, 500000 rpm Permanent-Magnet Generator for Mesoscale Gas Turbines," IEEE IAS 2005, pp. 253–260.

Thèses, rapports, ...

[ABD07] A. Abdelli, "Optimisation multicritère d'une chaîne éolienne passive," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Octobre 2007.

[AIM03] M. Aimé, "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques. Application aux nouvelles structures multicellulaires," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Novembre 2003.

[AMO00] Y. O. Amor, "Contribution à la modélisation de l'hystérésis magnétique en vue de l'analyse par éléments finis des systèmes de chauffage par induction," Thèse de doctorat, Ecole polytechnique de l'université de Nantes, Juin 2000.

[AND09] C.T.C. Andrade, "Análise de métodos para determinação da eficiência de motores trifásicos de indução," Thèse de doctorat, Université Fédérale du Ceará, Brésil, Juillet 2009.

[AYM08] F. Aymonino, "Contribution à l'étude du comportement des systèmes d'isolation des machines tournantes à courant alternatif fonctionnant sous très hautes températures (200-400°C)," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Décembre 2008.

[BAP09] E. Baptiste., "Nouvelles structure électroniques pour le transport électrique : impact des nouvelles contraintes d'intégration sur les interférences électromagnétiques et moyens de prévision de la compatibilité électromagnétique", Thèse de doctorat, INP Toulouse, Septembre 2009.

[BAR97] P. Barrade. "Comportement dynamique des ensembles filtre convertisseur," Thèse de doctorat no1357, Institut National Poly technique de Toulouse, novembre 1997.

- [BAR05] F. Barruel, "Analyse et conception des systèmes électriques embarqués. Application aux réseaux de bord d'avion," Thèse de doctorat, Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), Université Joseph Fourier, Juillet 2005.
- [BEL10] S. Belakehal, "Conception & Commande des Machines à Aimants Permanents Dédiées aux Energies Renouvelables," Thèse de doctorat, Université de Constantine, Juin 2010.
- [BEL11] M. Beltramini., "Contribution à l'optimisation de l'ensemble convertisseur/filtres de sortie vis à vis des contraintes CEM avion", Thèse de doctorat, INP Toulouse, Janvier 2011.
- [BEN09] K. Benmansour, "Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires série : approche hybride," Thèse de doctorat Université de Cergy-Pontoise, Juin 2009.
- [BET10] Adel Bettayeb, "Pertes à haute fréquence dans les rotors des machines synchrones à aimants alimentées par onduleur de tension," Thèse de doctorat, Supélec, Octobre 2010.
- [CAP02] S. L. Capitaneanu, " Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Novembre 2002.
- [CHA00] F. Chabot, "Contribution à la conception d'un entraînement basé sur une machine à aimants permanents sans capteur sur une large plage de vitesse, " Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2000.
- [CHA01] E. Chauveau, "Contribution au calcul électromagnétique et thermique des machines électriques : application a l'étude de l'influence des harmoniques sur l'échauffement des moteurs asynchrones," Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2001.
- [CHA13] M. Charrada, « Qualité / stabilité optimisation des réseaux embarqués », Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2013.
- [CHE04] L. Chédot, "Contribution à l'étude des machines synchrones à aimants permanents internes à large espace de fonctionnement. Application à l'alternateur-démarrateur," Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2004.
- [CHE06] S. Chevailler, "Comparative study and selection criteria of linear motors," Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2006.
- [CIV09] G. Civrac, "Vers la réalisation de composants haute tension, forte puissance sur diamant CVD. Développement des technologies associées," Thèse de doctorat, L'INP Toulouse, Novembre 2009.
- [COS07] V. Costan, "Convertisseurs Parallèles Entrelacés : Etude des Pertes Fer dans les Transformateurs Inter-cellules," Thèse de doctorat INPT, octobre 2007.
- [COU08] M. Couderc, "Contribution à l'élaboration d'une méthodologie générale de conception des machines à aimants permanents à haute vitesse", Thèse de doctorat, INP Toulouse, Juillet 2008.
- [COU10] B. Cougo, "Design and Optimization of InterCell Transformers for Parallel MultiCell Converters," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), Octobre 2010.
- [DA06] A. De Aandrade, "Modélisation des effets de l'évolution thermique d'un moteur électrique," Rapport de stage S.T.I.E : Schneider Toshiba Inverter Europe SAS, 2^{ème} année école ENSEEIHT/INP, été 2006.

[DA07] A. De Andrade, "Systèmes de conditionnement d'air électriques : commande par défluxage de machines synchrones à très haute vitesse", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse, 2007.

[DA08] A. De Andrade, "Etude des couplages dans les machines multi – étoile et application à deux configurations de machines à haute vitesse," Projet de collaboration entre LIEBHERR-Aerospace Toulouse SAS, LAPLACE (Laboratoire de PLAsma et Conversion d'Energie) et GRUCAD (Groupe de Conception et d'Analyse de Dispositifs Electromagnétiques), Florianópolis/Brésil, 2008.

[DA09] A. De Andrade, "Pertes magnétiques liées à la haute vitesse," Rapport d'avancement dans le cadre du projet PREMEP, Novembre 2009.

[DEF08] F. Defay, "Commande Prédictive Directe d'un Convertisseur Multicellulaire Triphasé Pour Une Application de Filtrage Actif," Thèse de doctorat INPT, Toulouse, décembre 2008.

[DIA07] S. Diahm, "Etude du comportement sous haute température de matériaux polyimides en vue de la passivation de composants de puissance à semi-conducteurs grand gap," Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse III, Paul Sabatier, décembre 2007.

[FAR08] J.A. Farooq, "Étude du problème inverse en électromagnétisme en vue de la localisation des défauts de désaimantation dans les actionneurs à aimants permanents," Thèse de doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard.

[FAS07] A. Fasquelle, "Contribution à la modélisation multi-physique : électro-vibro-acoustique et aérothermique de machines de traction," Thèse de doctorat, Ecole centrale de Lille, Novembre 2007.

[GAS04] L. Gasc, "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande," Thèse de doctorat, Toulouse INPT, Novembre 2004.

[GEN08] J. Genoulaz, "Contribution à l'Etude du Rayonnement des Câbles soumis aux Signaux de l'Electronique de Puissance dans un environnement Aéronautique", Thèse de l'université de Sciences et Technologie de Lille1 (2008).

[GIL97] F. Gillon, "Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur a commutations électroniques," Thèse de doctorat, Université de Lille, Décembre 1997.

[GIR10] S. Girinon, "Étude de la Stabilité et de la Qualité des Réseaux Distribués de Puissance," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), mars 2010.

[HAM09] M.O. Hamiti, "Réduction des ondulations de couple d'une machine synchrone à réluctance variable : Approches par la structure et par la commande Thèse de doctorat, Nancy Université, Juin 2009.

[HAM11] Y. Hamieh, "Caractérisation et modélisation du transistor JFET en SiC à haute température," Thèse de doctorat, L'Institut National des sciences Appliquées de Lyon, 2011.

[HAN08] S. Lisouët-Hanke, "A model-based methodology for integrated preliminary sizing and analysis of aircraft power system architectures," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Octobre 2008.

[HAV98] A. M. Hava, "Carrier based PWM-VSI overmodulation strategies," Ph.D. dissertation, Univ. Wisconsin, Madison, 1997.

- [HEN07] Y. Léfèvre, C. Henaux, F. Messine, B. Nogarede, "Enjeux de la modélisation et de la conception des actionneurs électromécaniques des commandes de vol électrique," Rapport d'avancement Projet SimPA2 (Simulation pour le Procédé et l'Automatique) - C6E2 Lot WP2.
- [HUU08] H. Nguyen-Huu, "Méthodes et outils pour la conception de composants intégrés dans un réseau électrique embarqué", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, Novembre 2008.
- [HOB05] J. Hobraiche, "Comparaison de stratégies de modulation à largeur d'impulsion triphasées Application à l'Altern-Démarreur," Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, 2005.
- [OUN12] H. Ounis, " Contribution à l'Optimisation d'un Système d'Actionnement Haute Vitesse pour le Conditionnement d'Air Electrique d'un Aéronef : éléments de validation du modèle actionneuret approche structurée du codage algorithmique ", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse, Septembre 2012.
- [IVA05] M. Ivanova, "Conception et réalisation de fonctions thermiques intégrées dans le substrat de composants électroniques de puissance. Apport de la gestion des flux thermiques par des mini et micro caloducs," Thèse de doctorat INPG, septembre 2005.
- [JAA09] M. Jääskeläinen, "Determination of coefficients of thermal convection in a high-speed electrical machine," Thèse de doctorat, Helsinki University of Technology, Finlande, Août 2009.
- [JET08] C. Jettanasen, "Modélisation par approche quadripolaire des courants de mode commun dans les associations convertisseurs-machines en aéronautique; optimisation du filtrage", Thèse à l'école doctorale électronique, électrotechnique, automatique de Lyon, Décembre 2008.
- [KAY04] R.J. Kaye, E. Masada, "Comparison of Linear Synchronous and Induction Motors," Urban Maglev Technology Development Program Colorado Maglev Project. Report Number: FTA-DC-26-7002.2004.01.
- [NAO11] K. Naoufal, " Contribution à l'Optimisation d'un Système d'Actionnement Haute Vitesse pour le Conditionnement d'Air Electrique d'un Aéronef ", Master Recherche en Génie Electrique, UPS/INPT, Toulouse, 2011.
- [KOLI09] F. Koliatene, "Contribution a l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Janvier 2009.
- [KON11] S. Koné, "Développement de briques technologiques pour la réalisation des composants de puissance en diamant monocristallin," Thèse de doctorat, INP Toulouse, 2011.
- [LAA09] Y. Laarouchi, "Sécurités (immunité et innocuité) des architectures ouvertes à niveaux de criticité multiples : application en avionique," Thèse de doctorat INSA-Toulouse, Novembre 2009.
- [LAC07] G. Lacombe, "Définition et réalisation d'une nouvelle génération de logiciel pour la conception des moteurs du futur," Thèse de doctorat, Grenoble INPG, Novembre 2007.
- [LER06] M. Leroy, "Etude et mise au point de motoventilateurs à hautes performances pour l'aéronautique", Thèse de doctorat, Thèse de doctorat, INP Toulouse, Novembre 2006.
- [LER11] A. Leredde, "Etude, Commande et Mise en Œuvre de Nouvelles Structures Multiniveaux," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2011.

[LIE06] A.M. Lienhardt, "Etude de la Commande et de l'Observation d'une Nouvelle Structure de Conversion d'Energie de type SMC (Convertisseur Multicellulaire Superposé)," Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Novembre 2006.

[MARIOS] J.S. Mariéthoz, "Etude formelle pour la synthèse de convertisseurs multiniveaux asymétriques : topologies, modulation et commande," Thèse de doctorat, EPFL, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne 2005.

[MEI02] S. Meier, "Theoretical design of surface-mounted permanent magnet motors with field-weakening capability," Master Thesis, Royal Institute of Technology, Department of Electrical Engineering, Electrical Machines and Power Electronics, Stockholm 2002.

[MIL08] S.K.T. Miller, "Analysis of three-phase rectifiers with AC-side switches and interleaved three-phase voltage-source converters," Ph.D., Rensselaer Polytechnic Institute, 2008, 267 pages; AAT 3357231.

[MON97] E. Monmasson, J. Faucher, "Projet pédagogique autour de la MLI vectorielle", 3EI, N°8 – March 1997, pp. 22-36.

[NGU11] T. D. Nguyen, "Etude de stratégies de modulation pour onduleur triphasé dédiées à la réduction des perturbations du bus continu en environnement embarqué," Thèse de doctorat, Université de Technologie de Compiègne, Novembre 2011.

[PHE99] B.F. Phelps, "An Inclusive Model of Ferromagnetic Hysteresis," Thèse de doctorat, Queen's University, Kingston, Ontario, Canada, August, 1999.

[PIT05] S. Pittet, "Modélisation physique d'un transistor de puissance IGBT - Traînée en tension à l'enclenchement," Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2005.

[RAG08] P. Ragot, "Modélisation analytique multiphysique pour la conception optimale de moteurs synchrones à aimants permanents," Thèse de doctorat, École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2008.

[REG03] J. Régnier, "Conception des systèmes hétérogènes en génie électrique par optimisation évolutionnaire multicritères," Thèse de doctorat, Toulouse INPT, Décembre 2003.

[REV03] B. Revolt, "Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse – machine asynchrone", Thèse de l'Université Joseph Fourier, Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, Novembre 2003.

[RIC94] S. Richard, "Etude électromagnétique des parties frontales des alternateurs en régime permanents et transitoires", Thèse de doctorat, INP Grenoble, 1994.

[ROC05] J. Rocchi, "Couplage entre modélisations et expérimentations pour étudier le rôle de l'oxydation et des sollicitations ", Thèse de doctorat, Institut national des Sciences Appliquées de Lyon, Septembre 2005.

[SAA98] M. Jääskeläinen, "Thermal analysis of high-speed induction machines," Thèse de doctorat, Helsinki University of Technology, Finlande, Janvier 1998.

[SAG08] L. Sagaspe, "Allocation sûre dans les systèmes aéronautiques : Modélisation, Vérification et Génération", Thèse de doctorat, l'Université Bordeaux I, Décembre 2008.

[SAR06] B. Sareni, « Conception simultanée par Optimisation des Systèmes d'énergie électrique », Habitation de recherche INP Toulouse, 2006.

[SAU09] M. Sautreuil, "Contribution à l'étude de l'existence des décharges dans les systèmes de l'avionique", Thèse de doctorat, Université Joseph Fourier, Grenoble, Juillet 2009.

[SEI88] P.F. Seixas: "Commande numérique d'une machine synchrone autopiloté", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1988.

[SHA01] S. H. Shahalami, "Filtrage hybride des perturbations harmoniques produites par des systèmes d'entraînement asynchrone à vitesse variable," Thèse de doctorat de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I, Novembre 2001.

[SOU90] E. Sournac, "Variateur de vitesse pour machine asynchrone", Thèse de doctorat, INP Toulouse, 1990.

[VIN10] V. Mazauric, "Une approche variationnelle de l'électromagnétisme," Rapport Schneider Electric, Ecole des Mines de Paris, 2010.

[TAW11] M. Tawk, "Etude et réalisation d'un système de refroidissement pour l'électronique de puissance basé sur la mise en mouvement d'un fluide conducteur électrique," Thèse de doctorat, Laboratoire de Génie Electrique de Grenoble (G2Elab), Université de Grenoble, Mars 2011.

[TOO10] J.L.F.S. Too, "Caractérisation et Modélisation de composants IGBT Et diode PiN dans leur environnement thermique sévère lié aux applications aéronautiques," Thèse de doctorat, L'INP.

[TRA10] D.H. Tran, "Conception Optimale Intégrée d'une chaîne éolienne « passive » : Analyse de robustesse, validation expérimentale," Thèse de doctorat, INPT (Institut National Polytechnique de Toulouse), septembre 2010.

[VAN11] B. Dagusé, P. Dessante, P. Vidal, J.C. Vannier, J.L. Thomas, "Approche inverse sur la détermination des paramètres électromagnétiques optimaux d'une MSAP appliquée à un véhicule électrique." In Actes de la Conférence électronique du futur (EF2011), Belfort (France) : 9p. (2011-12)

[VID08] A. Videt, "Variateur de vitesse à impact électromagnétique réduit : onduleur multiniveaux et nouvelles stratégies de modulation," Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, Décembre 2008.

[ZEL06] S. Zelmat, "Etude des propriétés électriques d'un matériau polyamide a haute température : application a la passivation des composants de puissance en carbure de silicium," Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse III, Paul Sabatier, mars 2006.

Références web

[AVX] Manufacturer and supplier of electronic components: www.avx.com/

[CARO09] J.P.Caron, "Modélisation de machines électriques par le calcul analytique de champs," Juin 2009. Disponible en : <http://www.clubeea.org/documents/mediatheque/>

[CleanSky] <http://www.cleansky.eu/>

[ELECTRONICON] <http://www.electronicon.com/>

[EURO5] Catalogue Eufarad : www.eurofarad.com/

[GENOME]

www.aerorechercheorac.com/uploads/fileupload/Seminaire_0304/5_demonstrateurs_3_mai.pdf

[GLYCOL] Catalogue de MEGlobal : www.meglobal.biz

[LIEB] Liebherr Aerospace, « Intranet liebherr systèmes d'air ».

[LYTRON] Lytron catalog, "Total Thermal Solutions," Standard & Custom Products Volume 10 : www.lytron.com

[MOET] http://www.eurtd.com/moet/PDF/MOET_Public_Technical_report.pdf

[NUSSELT] <http://www.egr.msu.edu/~somerton/Nusselt/>

[SEMIX553GB128D] Data-Sheet module de puissance semikron type « dual pack » : <http://pdf1.alldatasheet.fr/datasheet-pdf/view/127238/SEMIKRON/SEMIX553GB128D.html>

[SERVAX] http://www.servax.com/produkte/pdf/wm021/wm021_high_speed_e.pdf

[Sesar] <http://www.sesarju.eu/>

[VISHAY] Vishay, "Fixed wirewound high power resistors" : www.vishay.com

[WESTCODE] Westcode Semiconductors Ltd, "Capacitors for power electronics" : www.westcode.com

Livres, cours, revues ...

[ANG82] A. Angot, "Compléments de mathématiques à l'usage des ingénieurs de l'électrotechnique et des télécommunications," Masson, Paris 1982.

[BAS04] J.P.A. Bastos, "Eletromagnetismo Para Engenharia: Estática e Quase-Estática," editora da UFSC, Florianópolis, Brasil. 2004.

[BIN06] W. Bin, High-power converters and AC drives. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006.

[DEB01] K. Deb, Multi-Objective Optimization Using Evolutionary Algorithms, Willey, 2001.

[CHA83] J. Chatelain, « Machines électriques », Tome 1, Dunod, 1983.

[GIE10] J. F. Gieras, "Permanent Magnet Motor Technology Design and Applications," 3rd Edition CRC.

[GUI65] A. Guilbert, "Théorie, fonctionnement et calcul des machines électriques," volume 2. Dunod, Paris, 1965.

[HAU95] J. P. Caron, J.P. Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Editions Technip, Paris, 1995.

[JUF79] M. Jufer, "Electromécanique", Traité de l'école polytechnique fédérale de Lausanne, Ed. Georgi (1979).

- [KOS69] M. Kostenko, L. Piotrovski, « Machines Electriques », Tome 2. Editions Mir, Moscou 1969.
- [LIW67] M. Liwshitz, L. Maret, “Calcul des machines électriques,” vol. 1, Spes S.A., Lausanne, 1967.
- [MAR05] M. Marty, D. Dixneuf, D.G. Gilabert “Principes d’électrotechnique,” DUNOD, Paris, 2005.
- [MID95] R. H. Engelmann, W. H. Middendorf, “Handbo of electric motors”, New York: Marcel Dekker Press, 1995.
- [MIL96] J.R. Hendershot, T.J.E. Miller, “Design of brushless permanent-magnet motors,” Oxford Univ Press, 1996.
- [MILL99] A.F. Mills, Heat Transfer, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ (1999).
- [LAP07] B. Laporte, “Machines Électriques Tournantes - Conception, Dimensionnement, Fonctionnement,” Ellipses, collection Technosup, 2007.
- [NOG05] B. Nogarede, “Electrodynamique appliquée : base et principes physiques de l’électrotechnique,” DUNOD, Paris, 2005.
- [PAR96] V. Pareto, Cours d'Economie Politique, Rouge, Lausanne, Switzerland, 1896.
- [ROB12] X. Roboam, “Conception systématique pour la conversion d’énergie électrique 2, approche intégrée par optimisation”, Hermès-Lavosier, 2012.
- [SLE66] G. R. Slemon, "Magnetolectric Devices. New York," John Wiley, 1966.
- [WIL06] B. W. Williams, “Power Electronics: Devices, Drivers, Applications, and Passive Components”, Chapter 5 – “Cooling of Power Switching Semiconductor Devices”, 2006.
- [3EI11] La revue 3EI (Enseigner l’Electrotechnique et l’Electronique Industrielle), “Vers l’avion plus électrique,” 17^{ième} année, Numéro 64 – Mars 2011.

Brevets

- [BAK06] D. E. Baker, B. R. Mehl, “Parallel inverter motor drive with improved waveform and reduced filter requirements”, United States Patent, US 7.109.681 B2, 19 September 2006.
- [BRE81] Bridge Converter Circuit. R. H. Baker, U.S. Patent n°4 270 163, 26 Mai 1981.
- [BRE92] Dispositif Electronique de Conversion d’Energie Electrique. T.A. Meynard and H. Foch, French Patent n° 91.09582 du 25 Juillet 1991 ; Europe, Japon, USA, Canada n°92/00652 du 8 Juillet 1992.
- [BRE00] Dispositif de Conversion d’Energie Multicellulaire. G. Gateau, T.A. Meynard et H. Foch. French Patent n° 0006786, 26 Mai 2000.
- [BRE01] Device for Converting Multicell Energy. G. Gateau, T.A. Meynard et H. Foch, Worldwide Patent n° 0193412, 06 Décembre 2001.

[**BRE05**] Converter Circuit for Connecting a Plurality of Switching Voltage Levels. P. Barbosa, J. Steinke, P. Steimer, L. Meysenc, T. Meynard, Worldwide Patent WO02005036719, 21 Avril 2005, PCT 03405748.9, 17 Octobre 2003.

[**BRE09**] Dispositif à machine électrique polyphasée et machine électrique associée. T. Meynard, A.M. Lienhardt, V. Devanneaux, P. Brodeau, R. Ruelland, J.P. Carayon, French Patent FR2939983. Décembre 2009.