

THESE

présentée pour obtenir le titre de

DOCTEUR DE L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

Ecole doctorale : Génie Electrique, Electronique, Télécommunications

Spécialité : Génie Electrique

Par

Jérôme MAVIER

Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique

Soutenue le 22 mars 2007 devant le jury composé de :

MM.	P. LE MOIGNE	Rapporteur
	F. MEIBODY-TABAR	Rapporteur
	F. FOREST	Examineur
	L. PRISSE	Examineur
	F. RICARDEAU	Encadrant
	H. PIQUET	Encadrant
	P. ROLLIN	Invité

Résumé

L'énergie électrique occupe un rôle de plus en plus important au sein des réseaux aéronautiques. Cela occasionne une forte émergence de l'électronique de puissance, qui constitue un domaine technologique crucial pour l'obtention de systèmes performants, fiables et compétitifs.

Ce mémoire s'inscrit dans une approche d'aide à la conception des architectures de traitement de l'énergie électrique à partir d'éléments de conversion génériques et modulaires. Un recensement des applications des convertisseurs statiques est établi dans le cadre d'un réseau d'avion "plus électrique" afin de délimiter un périmètre structurel des modules de conversion.

La modularité de ces éléments ouvre la voie à la segmentation de la puissance et à la redondance qu'il est proposé d'exploiter par la mise en œuvre de convertisseurs à tolérance de panne, afin d'améliorer la disponibilité opérationnelle des systèmes. Dans cette perspective, plusieurs topologies d'onduleur sont comparées analytiquement et par simulation sur la base d'un modèle multiphysique d'actionneur électrohydrostatique de commandes de vol.

Dans le cadre des études expérimentales, les modules de conversion réalisés comprennent en particulier les fonctionnalités appropriées pour mettre en œuvre un onduleur reconfigurable, dédié à l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents. Cet onduleur comporte une redondance mutualisée sous la forme d'une quatrième cellule de commutation connectée au neutre de la machine.

Enfin, en vue d'étendre le champ d'application de ce module générique, différentes topologies de conversion alternatif-continu sont proposées pour optimiser la gestion de l'énergie par rapport aux solutions traditionnelles. Une comparaison quantitative sur des critères électriques et thermiques permet d'envisager les bénéfices de chaque structure.

Abstract

Electric power is of increasing importance in aeronautical systems. As a consequence, static converters have become widespread, and power electronics is crucial for improving performance, reliability and competitiveness.

The aim of this thesis is to contribute to the design of electrical networks by using modular generic converters. To determine their structure, an inventory of power electronics applications is carried out in the framework of a "more electric" aircraft.

The modularity of these power conversion blocks opens the way for power segmentation and redundancy, that enables systems availability to increase. Following this approach, several fault-tolerant inverter topologies are compared, both analytically and by simulation based on the physical model of a flight surface electrohydrostatic actuator.

For the experimental studies, power electronics modules are designed to operate a reconfigurable inverter that is dedicated to a permanent magnet synchronous motor drive. Connected to the neutral point of the wye-connected motor, this inverter has a fourth leg that acts as a mutualised redundancy.

Lastly, to extend the power electronics generic module's field of application, three AC/DC converter topologies are proposed in order to improve power management, in comparison with conventional topologies, with respect to electrical and thermal design criteria.

Avant-propos

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés à Airbus France et au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle (LEEI), intégré depuis au Laboratoire Plasma et Conversion d'Energie (LAPLACE), unité mixte de recherche associée à l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), à l'Université Paul Sabatier (UPS) et au Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS). Pour m'avoir accueilli au sein de leurs entités respectives, je remercie M. Gilles Cescon, responsable du département d'ingénierie des systèmes électriques (EYAE) d'Airbus, ainsi que MM. Yvon Chéron et Maurice Fadel, directeurs successifs du LEEI.

Je tiens à remercier sincèrement les membres du jury de thèse :

- M. François Forest, professeur à l'université de Montpellier II et chercheur à l'Institut d'Electronique du Sud (IES), pour nous avoir fait l'honneur d'accepter la présidence du jury ;
- M. Farid Meibody-Tabar, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique (ENSEM) et chercheur au Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy (GREEN), pour l'intérêt qu'il a manifesté à ces travaux en tant que rapporteur ;
- M. Philippe Le Moigne, professeur à l'Ecole Centrale de Lille et chercheur au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique de Puissance de Lille (L2EP), pour avoir assuré la fonction de rapporteur ;
- M. Pascal Rollin, ingénieur à Technofan, pour sa participation en tant qu'industriel.

Je souhaite témoigner ma profonde reconnaissance aux membres du jury ayant participé à l'encadrement de ces travaux :

- M. Frédéric Richardeau, chargé de recherche du CNRS au LAPLACE, pour m'avoir véritablement formé à l'électronique de puissance et encadré avec intégrité, rigueur et patience ; ce fut un honneur et un plaisir de travailler avec un chercheur aussi passionné, compétent et pédagogue ; qu'il trouve ici la marque de ma gratitude et de mon admiration ;
- M. Hubert Piquet, professeur à l'Ecole Nationale Supérieure d'Electrotechnique, d'Electronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH), pour m'avoir soutenu et orienté tout au long de cette période avec ses réflexions pertinentes et sa franchise coutumière ;
- M. Etienne Foch, responsable du groupe Recherche et Certification au sein du département EYAE d'Airbus, pour avoir initié et supervisé les études menées tout en nous laissant une grande liberté ;
- M. Lucien Prissé, docteur-ingénieur à Airbus France, pour avoir suivi ces travaux en nous faisant profiter de son expérience technique.

Mes remerciements s'adressent également :

- aux techniciens du laboratoire, Didier Ginibrière, Jean-Marc Blaquière et Olivier Durrieu, qui ont participé à la conception et la réalisation des différentes cartes électroniques ;
- à Guillaume Gateau, concepteur de la carte de commande, pour avoir assuré avec bonne humeur le service après-vente ;
- aux informaticiens Jacques Benaïoun et Jean Hector, dont la compétence a permis un déroulement serein de la thèse ;
- au personnel administratif, qui assure avec gentillesse les tâches quotidiennes.

Ces années ont été rendues agréables et enrichissantes, tant sur le plan humain que sur le plan intellectuel, grâce aux doctorants et aux enseignants-chercheurs du laboratoire, que je remercie chaleureusement pour leur générosité, leur solidarité et la bonne humeur ambiante. Je pense en particulier à Gianluca, qui m'a fait apprécier toute la qualité de l'expression napolitaine, Matthieu L., le "serial câbleur" à l'origine de la libération des mœurs dans le laboratoire, François P., s'rab et scientifique de talent, qui aurait pourtant fait une grande carrière dans le cinéma d'auteur, François B., digne normalien par sa curiosité et digne Aveyronnais par sa convivialité, Christophe C., le "michtau" au grand cœur dont le manque de discrétion n'a d'égal que la générosité, Markos, l'aventurier qui campe sur les ronds-points, Anne-Marie, dont la présence affectueuse nous a permis de conserver une once de savoir-vivre, Jérôme "Faj", pour les discussions rafraichissantes sur cette "époque formidable", Jérémie, toujours à l'écoute et avenant, Nicolas, aussi compétent que cynique, Ali le futur président, Martin B. le futur PDG, Titou l'Irréprochable, Bayram "Dr Jekyll & Mr Hyde", Anthony, vrai cafre et fausse caille, Bernardo "o brasileiro paraguay", Marcus "Zé B.", Julien "manger c'est tricher", Wojciech, Valentin... Même s'il n'est pas possible de citer tout le monde, chacun a contribué à me rendre cette période inoubliable.

Un grand merci également aux collègues d'Airbus, pour leur accueil amical et leur aide pour trouver les informations utiles parmi les montagnes de données. Il est impensable de ne pas mentionner Olivier, certainement le meilleur collègue imaginable, qui le premier nous a tracé le chemin de croix du thésard avec compétence, générosité et bonne humeur, même s'il aurait parfois voulu être un oiseau. Je remercie aussi Marc, l'homme le plus classe d'Airbus, Cédric, Matthieu, Jean-Louis, Didier, et Thomas.

D'autre part, le soutien des proches m'a permis de puiser le courage et la sérénité nécessaires durant ces années. Pour être restés toujours présents pendant cette période de vie en ermite, je transmets mon affection aux amis, qui me montrent comme la fraternité et le partage sont essentiels : vous êtes ma plus grande richesse. J'ai également une pensée pour les membres de ma famille ; les mots sont insuffisants pour exprimer combien je leur suis reconnaissant de leur soutien permanent et leur générosité...

Enfin, je remercie ma femme Loubna, qui m'a accompagné avec beaucoup de compassion durant ces trois années, et qui a enrichi le quotidien par son sourire, sa douceur, sa patience et, accessoirement, ses tajines, caris et autres colombos. Je l'admire de m'avoir soutenu, plus encore de m'avoir supporté, et surtout de m'avoir témoigné à quel point l'amour porte à la bonté et à l'abnégation.

*“Le meilleur moyen pour apprendre à se connaître,
c’est de chercher à comprendre autrui.”*

André Gide

*“Les choses devraient être rendues aussi simples
que possible. Mais pas plus simples.”*

Albert Einstein

*“Etudier sans réfléchir est une occupation vaine ;
réfléchir sans étudier est dangereux.”*

Confucius

Table des matières

Introduction	15
---------------------------	-----------

Chapitre I Modules génériques de conversion pour réseaux électriques aéronautiques.....	17
--	-----------

I.1 Evolution des réseaux aéronautiques	19
--	-----------

I.1.1 Avion "plus électrique"	19
-------------------------------------	----

I.1.2 Besoins en électronique de puissance dans les réseaux de bord	21
---	----

I.1.2.1 Génération et distribution électriques (ATA 24).....	21
--	----

I.1.2.2 Commandes de vol (ATA 27)	23
---	----

I.1.2.3 Conditionnement d'air (ATA 21).....	25
---	----

I.1.2.4 Pompes à carburant (ATA 28)	25
---	----

I.1.2.5 Pompes hydrauliques (ATA 29).....	26
---	----

I.1.2.6 Systèmes atterrisseurs (ATA 32).....	26
--	----

I.1.2.7 Inverseurs de poussée (ATA 78).....	27
---	----

I.1.2.8 Synthèse du recensement – évolution des standards	27
---	----

I.2 Modules génériques de conversion	29
---	-----------

I.2.1 Critères technologiques	29
-------------------------------------	----

I.2.2 Critères fonctionnels	31
-----------------------------------	----

I.2.2.1 Conversion alternatif-alternatif	31
--	----

I.2.2.2 Conversion continu-alternatif.....	31
--	----

I.2.2.3 Conversion alternatif-continu.....	33
--	----

I.2.2.4 Conversion continu-continu	33
--	----

I.2.2.5 Synthèse topologique et fonctionnalités additionnelles	34
--	----

I.3 Caractérisation de l'application de référence.....	36
---	-----------

I.3.1 Variation de vitesse	36
----------------------------------	----

I.3.2 Modélisation d'un actionneur électrohydrostatique.....	37
--	----

I.3.2.1 Convertisseur statique	38
--------------------------------------	----

I.3.2.2 Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	44
---	----

I.3.2.3 Circuit hydraulique local.....	46
--	----

I.3.2.4 Chaîne cinématique	47
----------------------------------	----

I.3.2.5 Commande de l'EHA	48
---------------------------------	----

I.3.2.6 Validation du modèle physique d'EHA	48
---	----

Chapitre II Topologies d'onduleur à tolérance de panne	51
---	-----------

II.1 Sécurité de fonctionnement : fiabilité et disponibilité	53
---	-----------

II.2 Modes de défaut du convertisseur	55
--	-----------

II.2.1 Défauts et défaillances internes à l'onduleur	55
--	----

II.2.1.1 Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor	56
--	----

II.2.1.2 Défaillance de type "haute impédance" des deux transistors d'une cellule de commutation.....	57
--	----

II.2.1.3	Défaillance de type "haute impédance" de l'ensemble des transistors	58
II.2.1.4	Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor	59
II.2.1.5	Défaut asymétrique croisé	61
II.2.2	Défauts externes à l'onduleur	62
II.2.2.1	Défaut de court-circuit du bus continu	62
II.2.2.2	Défaut d'isolement d'une phase	64
II.3	Isolement électrique des défauts	66
II.3.1	Aspects technologiques	66
II.3.2	Interrupteur d'isolement inséré sur la connexion à la machine	68
II.3.3	Interrupteurs d'isolement insérés sur les connexions au bus continu	70
II.3.4	Interrupteurs d'isolement insérés au niveau de la machine	71
II.4	Périmètre de redondance pour la tolérance de panne	72
II.5	Association parallèle de cellules de commutation	74
II.5.1	Description de la topologie	74
II.5.2	Procédures d'isolement sur défaut	74
II.5.3	Fonctionnement secours de l'onduleur	75
II.6	Onduleur à bras secours redondant	76
II.6.1	Description de la topologie	76
II.6.2	Procédures d'isolement sur défaut	77
II.6.3	Fonctionnement secours de l'onduleur	77
II.7	Onduleur à bras secours connecté au neutre de la machine	78
II.7.1	Description de la topologie	78
II.7.2	Procédures d'isolement sur défaut	80
II.7.2.1	Blocage de l'onduleur	80
II.7.2.2	Procédures alternatives d'isolement	84
II.7.3	Fonctionnement secours de l'onduleur	86
II.7.3.1	Mode diphasé 120°	86
II.7.3.2	Mode diphasé 60°	87
II.7.3.3	Courants homopolaires en mode diphasé	89
II.7.3.4	Commande en mode diphasé avec découplage des phases	90
II.7.3.5	Performances des modes dégradés	91
II.8	Onduleur double	94
II.8.1	Association série et différentielle de cellules de commutation	94
II.8.1.1	Structures multi-niveaux	94
II.8.1.2	Onduleur double	95
II.8.2	Procédures d'isolement sur défaut	98
II.8.3	Fonctionnement secours de l'onduleur	99
II.9	Synthèse comparative des topologies	101
II.9.1	Plage de fonctionnement	102
II.9.2	Dimensionnement électrique	103
II.9.3	Puissance dissipée	105
II.9.4	Fiabilité et disponibilité	106

II.10	Conclusion.....	111
Chapitre III	Etudes expérimentales	113
III.1	Module de conversion statique.....	115
III.1.1	Périmètre structurel et fonctionnel du module expérimental	115
III.1.2	Mise en œuvre et dimensionnement du module de conversion	117
III.1.2.1	Dimensionnement des interrupteurs de puissance	117
III.1.2.2	Condensateurs de découplage	117
III.1.2.3	Circuit de puissance	118
III.1.2.4	Dissipation thermique	119
III.1.2.5	Commande rapprochée et protections intégrées.....	121
III.1.2.6	Procédures internes automatiques	123
III.1.3	Architecture de commande.....	126
III.1.4	Caractérisation de la partie puissance du module	129
III.1.4.1	Relevés de commutation à l'amorçage.....	129
III.1.4.2	Relevés de commutation au blocage	130
III.1.4.3	Mesure de l'énergie dissipée par commutation.....	130
III.1.4.4	Immunité de commande de l'interrupteur d'isolement.....	131
III.1.4.5	Immunité de la mesure de courant	133
III.2	Onduleur 4 bras reconfigurable.....	134
III.2.1	Banc expérimental.....	134
III.2.2	Autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents.....	135
III.2.2.1	Régulation de courant.....	135
III.2.2.2	Régulation de vitesse.....	136
III.2.2.3	Calcul de la vitesse.....	137
III.2.2.4	Machine d'état.....	138
III.2.3	Essais expérimentaux	139
III.2.3.1	Autopilotage en fonctionnement triphasé	139
III.2.3.2	Autopilotage en fonctionnement diphasé 60°	140
III.2.3.3	Isolement et reconfiguration.....	141
III.3	Association des modules expérimentaux	142
III.3.1	Association parallèle	142
III.3.1.1	Equilibrage statique des courants.....	142
III.3.1.2	Equilibrage dynamique des courants.....	144
III.3.1.3	Association parallèle avec une seule boucle de régulation de courant.....	146
III.3.2	Association différentielle	147
III.4	Conclusion et perspectives.....	148
Chapitre IV	Etage de conversion alternatif-continu	149
IV.1	Problématique.....	151
IV.2	Pont de diodes et hacheur rhéostatique.....	152
IV.2.1	Tension continue	152
IV.2.2	Filtrage	153
IV.3	Redresseur actif.....	155
IV.3.1	Dimensionnement électrique.....	155

IV.3.1.1	Tension continue	155
IV.3.1.2	Régulation de la tension continue - Filtrage côté continu	156
IV.3.1.3	Régulation des courants de ligne - Filtrage côté alternatif.....	157
IV.3.2	Synthèse du dimensionnement et des fonctionnalités	158
IV.3.3	Applicabilité du module générique de conversion.....	159
IV.4	Pont de diodes et système de stockage local.....	160
IV.4.1	Stockage par supercondensateurs.....	160
IV.4.2	Convertisseur continu-continu	161
IV.4.3	Commande du système de stockage.....	161
IV.4.4	Dimensionnement du système de stockage.....	163
IV.4.4.1	Plage de tension aux bornes des supercondensateurs.....	163
IV.4.4.2	Capacité du système de stockage	163
IV.4.4.3	Dimensionnement électrique du système de stockage	164
IV.4.5	Bilan du dimensionnement.....	164
IV.5	Pont de diodes auto-commuté	166
IV.5.1	Principe de fonctionnement – commutation automatique.....	166
IV.5.2	Dimensionnement électrique et thermique.....	167
IV.6	Synthèse comparative des topologies.....	168
IV.6.1	Profils de mission	168
IV.6.2	Dimensionnement thermique	169
IV.6.2.1	Régime thermique permanent	170
IV.6.2.2	Régime thermique transitoire	171
IV.6.2.3	Application au profil de mission A	172
IV.6.2.4	Application au profil de mission B	173
IV.6.2.5	Application au profil de mission C	174
IV.6.3	Dimensionnement des composants passifs	175
IV.6.4	Comparaison des topologies.....	176
IV.6.4.1	Dimensionnement électrique.....	176
IV.6.4.2	Rendement énergétique	177
IV.6.4.3	Bilan de masse.....	177
IV.7	Conclusion.....	180
Conclusion générale et perspectives		181
Index des acronymes		183
Annexe A Stabilité du filtre LC.....		185
Annexe B Dimensionnement dans le plan de Ragone.....		187
Bibliographie.....		189

Introduction

Dès le début du 20^{ème} siècle, l'énergie électrique était présente dans les premiers prototypes d'avion. Depuis plus de deux décennies, l'électricité prend une importance croissante au sein des réseaux aéronautiques. En effet, le développement du concept d'avion "plus électrique" a montré le fort potentiel d'optimisation par rapport à l'emploi de systèmes conventionnels hydrauliques et pneumatiques, principalement par une simplification de la maintenance, une amélioration des rendements et une diminution des coûts de développement et d'exploitation. Cette évolution est illustrée par des innovations récentes, telles que l'introduction d'actionneurs électriques de commandes de vol sur l'Airbus A380. Pour les prochaines générations d'avions, de nombreuses autres fonctions sont susceptibles d'être réalisées à partir d'une puissance électrique, comme le démarrage des moteurs, le conditionnement d'air et le freinage des roues. La mutation résultante des architectures énergétiques des réseaux de bord occasionne une forte émergence de l'électronique de puissance, qui constitue un domaine technologique crucial pour l'obtention de systèmes performants, fiables et compétitifs.

Apparue il y a une cinquantaine d'années, l'électronique de puissance connaît aujourd'hui des applications dans la plupart des domaines exploitant l'énergie électrique, avec des puissances de quelques watts jusqu'à plusieurs dizaines de mégawatts. L'essor de son développement industriel passe par un plus grand degré de standardisation. Ce travail de thèse s'inscrit dans une approche d'aide à la conception des architectures de traitement de l'énergie électrique à partir d'éléments de conversion génériques et modulaires. Pour cela, l'objectif est de disposer de solutions électroniques à fiabilité maîtrisée et dont la mise en œuvre est simplifiée. Les perspectives globales visées par cette démarche sont variées : baisse des coûts de développement, de production et d'exploitation, optimisation de la maintenance préventive et corrective et amélioration de la sûreté des systèmes. La recherche de modularité doit notamment s'attacher à proposer le meilleur compromis avec l'intégration.

Dans ce mémoire, la contribution apportée concerne en particulier la problématique de la tolérance de panne. Celle-ci est d'autant plus profitable qu'un centième seulement de l'énergie contrôlée par le convertisseur peut en détruire les composants. Or, les topologies classiquement utilisées ne permettent pas le maintien du fonctionnement en présence du mode de défaillance le plus commun, le passage irréversible en basse impédance d'un interrupteur. Pour satisfaire les exigences de disponibilité opérationnelle, le principe développé consiste à mettre en œuvre des convertisseurs dotés de redondances structurelles.

Le premier chapitre débute par un recensement exhaustif des besoins actuels et à court terme en conversion statique pour les réseaux aéronautiques. Sur cette base, nous proposons des standards topologiques et un périmètre de module générique de conversion.

De par la prépondérance des systèmes d'entraînement à vitesse variable dans le contexte envisagé, l'application de référence considérée est l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents. En particulier, le cas traité de manière plus détaillée est celui d'un actionneur électrohydraulique (EHA) de commandes de vol, qui permet de commander le déplacement d'une gouverne par un circuit hydraulique local à partir d'une puissance électrique. Cet équipement est en effet représentatif des diverses contraintes

imposées à l'électronique de puissance. Le modèle multiphysique d'EHA qui a été établi sous SABER™ pour les besoins de simulation est décrit dans la seconde partie du chapitre I.

La modularité constitue une prédisposition à l'introduction de redondances topologiques pouvant être exploitées pour accroître la disponibilité fonctionnelle des systèmes. Selon ce principe, plusieurs topologies d'onduleur à tolérance de panne avec différents niveaux de redondance active ou passive sont décrites et simulées dans le chapitre II. L'étude détaille davantage le cas d'un onduleur 4 bras dont l'un des bras est raccordé au neutre de la machine, en se focalisant sur les aspects concernant les procédures d'isolement et les modes de fonctionnement après reconfiguration. Enfin, ces topologies sont comparées de façon analytique sur des critères de dimensionnement silicium, de dimensionnement thermique et de disponibilité.

Le chapitre III présente les applications expérimentales de certains des principes traités dans le chapitre précédent. Il détaille la conception, la réalisation puis le test de modules de conversion 300V-50A avec interrupteurs d'isolement, incorporant un superviseur local de gestion des modes de marche et d'arrêt ainsi que des régimes de surcharge et de défaut. Ce superviseur communique avec l'organe central de commande, lui-même contrôlé par l'utilisateur via une interface logicielle. Une fois le fonctionnement des modules validé et caractérisé, les modes d'association parallèle et différentielle sont testés. Puis ces modules sont utilisés pour l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents par un onduleur 4 bras en fonctionnement triphasé et diphasé. L'apparition d'un défaut est ensuite simulée pour observer les différentes phases de reconfiguration.

Enfin, le chapitre IV porte les considérations au niveau de l'étage de conversion alternatif (fréquence variable) – continu, afin de proposer des alternatives à certaines des limitations inhérentes aux convertisseurs classiquement utilisés. En particulier, la réversibilité en puissance de certains actionneurs se traduit par une dissipation d'énergie au niveau du bus continu. Des chaînes de conversion sont donc simulées en vue d'optimiser la gestion de l'énergie en exploitant soit une réversibilité de l'étage d'entrée, soit un système de stockage local. Une synthèse recense les caractéristiques des différentes topologies pour en comparer les avantages fonctionnels, le rendement énergétique, le dimensionnement électrique et thermique, les éléments de filtrage et la masse.

Chapitre I

Modules génériques de conversion pour réseaux électriques aéronautiques

I.1 Evolution des réseaux aéronautiques

I.1.1 Avion "plus électrique"

Quatre formes d'énergie sont utilisées sur les avions actuels ; elles sont principalement obtenues à partir des moteurs de propulsion. Un prélèvement mécanique est effectué sur le moteur pour couvrir ses propres besoins mécaniques ainsi que pour la génération des énergies hydraulique et électrique. L'énergie pneumatique est, dans le cas d'un avion à réaction, obtenue par prélèvement d'air sur les compresseurs du moteur.

L'énergie hydraulique est utilisée pour l'alimentation de nombreux actionneurs de puissance, comme par exemple les servocommandes assurant le déplacement des surfaces de commandes de vol. Le prélèvement d'air permet le conditionnement d'air du cockpit et de la cabine, ainsi que le dégivrage des bords d'attaque des ailes et du moteur.

Durant les dernières décennies, l'énergie électrique a occupé un rôle croissant au sein des réseaux de bord aéronautiques. Son utilisation était autrefois limitée à la navigation et l'instrumentation de bord, puis elle s'est progressivement développée pour améliorer le confort et le divertissement des passagers (éclairage, cuisine, équipements vidéo). De nouvelles applications sont apparues pour optimiser le fonctionnement de l'avion, comme par exemple la gestion électrique des commandes de vol sur l'Airbus A320 dans les années 1980 (*Fly-by-wire*). Le développement de l'Airbus A380 constitue une étape supplémentaire d'innovation au niveau des technologies électriques :

- le réseau électrique alternatif est à fréquence libre (360-800Hz),
- le système de secours est entièrement électrique,
- des actionneurs électriques ont été introduits pour les commandes de vol,
- la fonction "disjoncteur" est réalisée électroniquement pour les faibles calibres de courant.

Pour les prochaines générations d'avions, et notamment le futur avion long courrier Boeing, d'autres fonctions sont susceptibles d'être réalisées électriquement, comme par exemple le freinage des roues, le conditionnement d'air ou le démarrage des moteurs. Cette évolution des architectures énergétiques est souvent évoquée à travers l'expression "avion plus électrique" [LAN06-1] [WEI03] [JON99] [QUI93]. Elle est liée au potentiel d'amélioration supérieur qu'offrent les systèmes électriques par rapport aux autres formes d'énergie exploitées, car les solutions conventionnelles sont déjà optimisées et ne laissent pas entrevoir d'évolution significative. De nombreux bénéfices sont attendus des réseaux pour lesquels l'énergie est davantage véhiculée sous forme électrique (*Power-by-wire*), sur les plans technologique, industriel, fonctionnel et structurel.

- Le premier domaine présentant un gain est le développement des systèmes. Les interfaces entre les différents composants sont simplifiées car elles sont plus homogènes (électrique - électronique de puissance - électronique) et les évolutions des équipements électriques sont facilitées. La simulation peut constituer un moyen plus adapté pour étudier l'optimisation du dimensionnement et obtenir ainsi des éléments de décision. Les coûts de développement sont donc potentiellement réductibles.
- De plus, la forte tendance actuelle d'électrification, qui concerne aussi bien l'aéronautique que l'automobile, doit amener à terme une standardisation des équipements. Ainsi, des

systèmes génériques pourront s'appliquer à des avions de types et de tailles différents, générant donc une augmentation de volume du marché et alors une diminution du coût d'acquisition de ces systèmes. De plus, les risques de développement de systèmes standardisés sont limités par rapport aux développements spécifiques.

- D'autre part, l'intégration des systèmes est facilitée car davantage de tests d'intégration peuvent être effectués chez le fournisseur et les tests lors de la phase d'assemblage de l'avion sont simplifiés. Cela permet de réduire ainsi le coût et la durée de l'assemblage.
- La fabrication des avions est également facilitée par la plus grande flexibilité de l'installation électrique par rapport aux systèmes hydrauliques et pneumatiques, pour lesquels l'installation des tuyaux et conduits est plus contraignante. La souplesse conférée par le câblage électrique amène des degrés de liberté supplémentaires pour l'aménagement de l'avion selon les besoins du constructeur et du client.
- Le développement d'avions "plus électriques" pourrait à l'avenir conduire à un gain de masse global, notamment grâce au remplacement des éléments de distribution des systèmes hydrauliques et/ou pneumatiques, lourds et volumineux, et à l'amélioration de compacité que laisse entrevoir l'évolution du degré d'intégration des convertisseurs.
- Un autre gain prévisible concerne le rendement énergétique, car l'énergie électrique permet une gestion plus optimisée des sources et des charges, conduisant à une réduction de la valeur crête et de la valeur moyenne de la puissance prélevée [COU04]. Cette réduction se répercute directement sur la consommation de carburant.
- Le développement des réseaux électriques accroît la dissemblance des sources d'énergie, ce qui constitue un facteur d'amélioration de la sécurité. La ségrégation des systèmes est ainsi plus facile à mettre en œuvre.
- En outre, l'un des avantages majeurs concerne la maintenance des avions, car les systèmes de puissance classiques sont à l'origine de plus de la moitié des délais de maintenance. En effet, la défaillance d'un système hydraulique implique souvent l'indisponibilité de l'avion et la maintenance peut être longue et coûteuse car le diagnostic limité rend la défaillance plus complexe à localiser et les réparations sont souvent effectuées par des accès peu fonctionnels. Les systèmes électriques permettent une surveillance et une détection des pannes plus aisée puisque le diagnostic peut être intrinsèque, dans la mesure où l'électron transporte en même temps que l'énergie une information simplement exploitable. La capacité opérationnelle est donc améliorée par la réduction des délais de maintenance.
- De même, l'isolement des pannes est facilité et la capacité de reconfiguration des architectures est accrue, ce qui se traduit par une plus grande disponibilité des fonctions assurées. Cela constitue un facteur supplémentaire de réduction des coûts d'exploitation des avions.
- Enfin, l'électrification de certaines applications peut entraîner un accroissement de performances, par exemple en termes de précision et de dynamique de contrôle des actionneurs.

En rassemblant des partenaires européens majeurs de l'industrie aéronautique, des projets de recherche récents, tel que le POA (*Power Optimized Aircraft*) ou MOET (*More Open Electrical Technologies*) ont pour ambition de montrer les bénéfices d'avions "plus électriques" et d'établir de nouveaux standards industriels pour les systèmes électriques d'avions commerciaux. En particulier, la forte émergence de l'électronique de puissance est

une conséquence de cette évolution technologique et constitue un point majeur pour l'obtention de solutions performantes, compétitives et fiables.

I.1.2 Besoins en électronique de puissance dans les réseaux de bord

L'électronique de puissance est une discipline scientifique et technique dont l'objectif est de concevoir des convertisseurs statiques assurant un traitement de l'énergie électrique adapté aux sources qui lui sont connectées. Dans les dernières générations d'avions commerciaux, la présence de convertisseurs statiques au sein des réseaux de bord était limitée à une quantité réduite d'applications : alimentation de charges commerciales (*galley*s), redresseurs (115V-400Hz/28V) et onduleurs de secours (28V/115V-400Hz) du réseau de distribution électrique.

L'évolution actuelle et future des architectures électriques s'accompagne nécessairement du développement des systèmes d'électronique de puissance. Ce travail de thèse se veut une contribution à la définition des standards de conversion pour le réseau avion. Pour délimiter le périmètre d'étude, une architecture de base est définie pour établir un recensement des convertisseurs. La référence considérée est un avion de transport civil long courrier bimoteur d'une capacité de 300 passagers, c'est-à-dire de la taille d'un Airbus A330, et comportant les évolutions existantes ou à venir des avions "plus électriques". Pour la description de ce recensement, les différentes applications des convertisseurs sont présentées par chapitre ATA (Air Transport Association), qui est une classification répertoriant les différents systèmes des avions.

I.1.2.1 Génération et distribution électriques (ATA 24)

L'énergie électrique est présente dans tous les avions. Au début du 20^{ème} siècle déjà, le Flyer des frères Wright utilisait un moteur électrique pour le démarrage. L'énergie électrique a d'abord été fournie par des batteries, puis par de petits générateurs 12V ou 24V. Après la seconde guerre mondiale, l'augmentation de la puissance installée a établi le 115V alternatif comme standard pour les avions commerciaux de plus de 50 passagers.

Pour une architecture de type Airbus A330 (figure I.1), chaque moteur de propulsion entraîne un générateur de 115kW régulé mécaniquement en vitesse, nommé IDG (*Integrated Drive Generator*). Chacun des IDG alimente un réseau électrique en courant alternatif triphasé 115V/200V à une fréquence de 400Hz. Les charges d'une puissance supérieure au kilowatt sont alimentées directement sur ce réseau. Un réseau secondaire en courant continu 28V assure l'alimentation des charges de plus faible puissance. Il est généré par abaissement puis redressement des tensions alternatives à l'aide de convertisseurs passifs dodécaphasés (TR : *Transformer Rectifier*). Ceux-ci sont constitués d'un autotransformateur triphasé dont l'un des deux secondaires est couplé en étoile et le second en triangle, chacun étant suivi d'un pont de diodes double alternance.

Comme le réseau hydraulique est constitué de trois circuits indépendants (H1, H2 et H3), cette architecture est dite "3H". Cette redondance est nécessaire pour assurer la tolérance de panne de systèmes critiques tels que les commandes de vol et rendre ainsi la perte de l'avion extrêmement improbable, ce qui correspond théoriquement à une probabilité d'occurrence de 10^{-9} par heure de vol.

Parmi les différentes configurations de fonctionnement secours, l'alimentation du réseau alternatif peut être réalisée à partir de deux ou trois batteries pendant les phases transitoires de défaut de la génération en courant alternatif. Le convertisseur assurant cette fonction est un onduleur monophasé, référencé STAT INV sur le schéma.

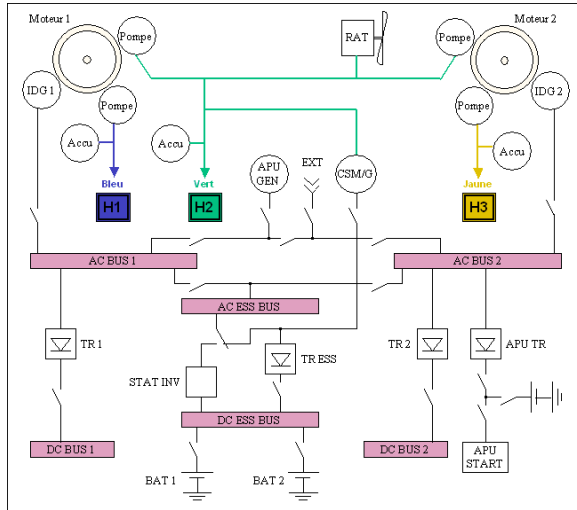


figure I.1 : architecture simplifiée du réseau électrique d'un avion 300 passagers "3H"

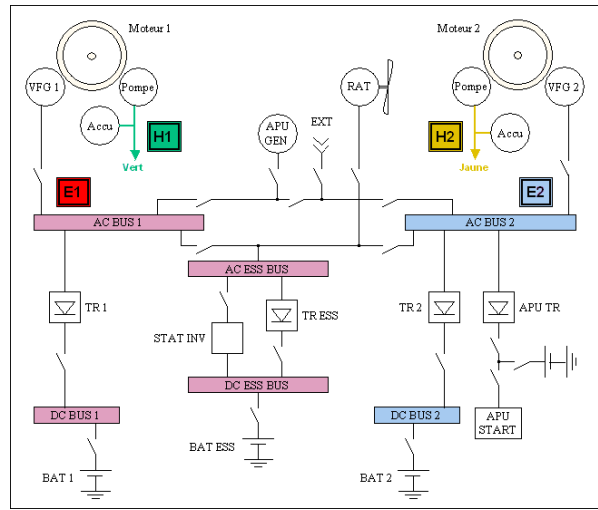


figure I.2 : architecture simplifiée du réseau électrique d'un avion 300 passagers "2H2E" [LAN06-1]

Une première évolution majeure de l'Airbus A380 est l'introduction de générateurs électriques à fréquence variable (VFG : *Variable Frequency Generator*) en remplacement des IDG (figure I.3). Le CSD (*Constant Speed Drive*) régulant la vitesse de rotation du générateur est ainsi supprimé. La simplification qui en résulte occasionne une réduction de la masse de l'équipement (20% environ) ainsi qu'une amélioration de sa fiabilité et de sa maintenance. Par contre, comme la vitesse du générateur n'est plus régulée, le réseau de bord est à fréquence libre, variant entre 360 et 800Hz. Certaines charges auparavant alimentées directement par le réseau alternatif doivent alors intégrer un étage de conversion. C'est le cas par exemple des ventilateurs (figure I.4) et des pompes à carburant : comme la machine asynchrone ne peut plus être couplée directement sur le réseau, elle est remplacée par un système d'entraînement à vitesse variable constitué d'un convertisseur alternatif-alternatif et d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP).



figure I.3 : générateur à fréquence variable (VFG)
(©Aerolec)



figure I.4 : ventilateur avec MSAP et convertisseur statique (©Technofan)

L'architecture de référence dans le cadre de ce mémoire est présentée à la figure I.2 : elle est dénommée "2H2E", puisque 2 circuits hydrauliques et 2 circuits électriques alimentent l'ensemble des actionneurs, comme c'est le cas de l'A380. Elle permet donc la suppression d'un circuit hydraulique par rapport à l'architecture "3H" traditionnelle.

I.1.2.2 Commandes de vol (ATA 27)

L'Airbus A380 est donc le premier avion à commandes de vol "plus électriques", puisque les actionneurs en sont répartis sur les deux réseaux hydrauliques et les deux réseaux électriques. De nombreux bénéfices découlent de cette architecture [VAN03].

- Tout d'abord, la redondance des sources de puissance est augmentée puisque leur quantité passe de 3 (3H) à 4 (2H2E). L'amélioration de la sécurité est encore accrue par la dissemblance de ces sources puisqu'elles étaient auparavant toutes hydrauliques ; cela fournit ainsi une protection supplémentaire contre des défaillances communes pouvant affecter des systèmes de même nature, qui pourraient être causées par exemple par une erreur de maintenance.
- De plus, la distribution d'énergie électrique procure une flexibilité pour l'aménagement des câbles dans l'avion, permettant une ségrégation plus facile des différentes routes, ainsi qu'une capacité d'isolement et de reconfiguration que ne possèdent pas les systèmes hydrauliques.
- Le rendement des actionneurs électriques étant plus élevé que celui des servocommandes, la puissance requise par un système électrique est réduite par rapport à son équivalent hydraulique.
- D'autre part, le remplacement des composants hydrauliques est profitable à la maintenance de par la suppression des risques de fuite et cela permet l'amélioration du MTBF (*Mean Time Between Failures*) et de la disponibilité.
- Enfin, l'électrification de ces systèmes peut mener à terme à une réduction globale de masse de l'avion.

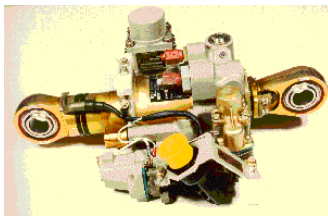


figure I.5 : servocommande hydraulique

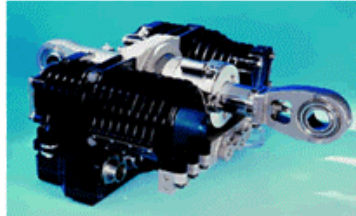


figure I.6 : actionneur électrohydrostatique

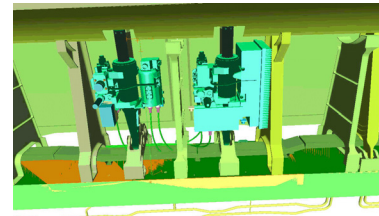


figure I.7 : intégration de l'EHA (à droite) et de la servocommande (à gauche) dans l'aile

Cette distribution mixte de puissance a entraîné le développement d'actionneurs à puissance électrique à la place de servocommandes hydrauliques traditionnelles (figure I.5). Trois types d'actionneurs prélèvent une partie ou l'intégralité de leur puissance sur le réseau électrique.

- Un actionneur électrohydrostatique (figure I.6), ou EHA (*Electro-Hydrostatic Actuator*), commande le mouvement de translation d'un vérin par un circuit hydraulique local. Pour cela, une pompe hydraulique est entraînée par une machine synchrone à aimants permanents elle-même autopilotée par un convertisseur. Cette structure combine le bénéfice d'une machine électrique à forte puissance massique et d'un rapport de réduction mécanique élevé de l'ensemble pompe-vérin, permettant de fournir une poussée importante à faible vitesse de débattement. Le gain de masse et de volume évoqué précédemment ne se situe pas au niveau des EHA, plus encombrants que les servocommandes hydrauliques (figure I.7), mais sur les éléments de transport de l'énergie.

- Un EBHA (*Electrical Backup Hydraulic Actuator*) associe autour d'un vérin commun les composants d'une servocommande traditionnelle et ceux d'un EHA pour le mode secours.
- Les actionneurs électromécaniques, ou EMA (*Electromechanical Actuator*), ne comportent pas d'étage hydraulique : pour générer l'effort sur la surface de commande de vol, le couple produit par la machine électrique est transmis et amplifié mécaniquement. Les EMA ne sont utilisés pour l'instant que pour les commandes de vol secondaires, notamment en raison du retour d'expérience encore limité sur la probabilité de grippage de l'actionneur et son vieillissement.

Un exemple d'architecture "2H2E" établie pour un avion de 300 sièges dans le cadre du projet POA est présenté à la figure I.8. Un ensemble d'actionneurs électriques a remplacé les servocommandes alimentées par l'un des trois circuits hydrauliques de l'architecture conventionnelle "3H". Pour le recensement de charges, la puissance des EHA est estimée à partir du cahier des charges de servocommandes traditionnelles en tenant compte des rendements spécifiques de ces actionneurs (Tableau I-1).

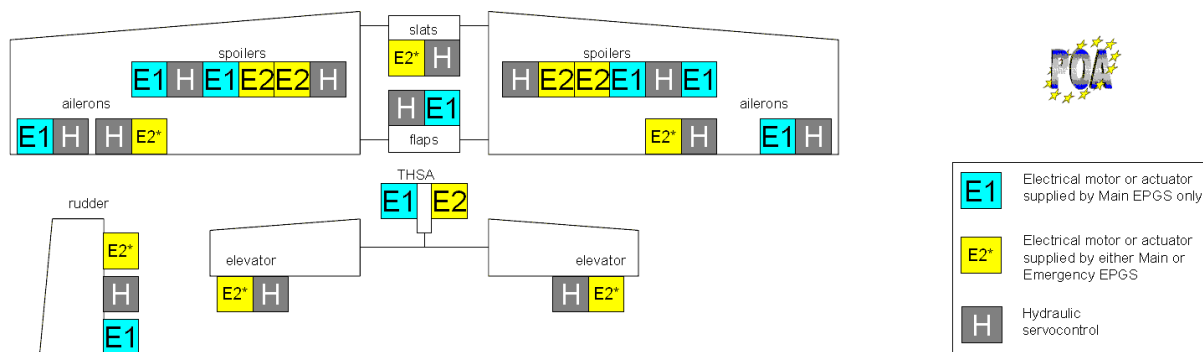


figure I.8 : EHA dans une architecture de commandes de vol 2H2E (circuits hydrauliques non différenciés)

Commandes de vol primaires	Puissance crête (kVA)	Puissance moyenne (kVA)	Commandes de vol secondaires	Puissance moyenne (kVA)
Aileron interne	13	2,2	Volets	21
Aileron externe	8	1,3	Becs	21
Gouverne de direction	14	2,6	THS	4,4
Gouverne de profondeur	8	2,1		
Spoiler	9	0,2		

Tableau I-1 : estimation de puissance d'actionneurs électriques de commandes de vol

Pour les commandes de vol primaires, le déplacement de chaque surface est assuré par un à trois actionneurs. Sur les avions actuels, lorsqu'au moins deux actionneurs sont associés sur une surface, les EHA fonctionnent principalement en redondance passive, mais cette redondance peut devenir active pour atteindre certains points de fonctionnement contraignants. En ce qui concerne les commandes de vol secondaires, deux moteurs placés à la base des ailes commandent l'ensemble des 14 bords (*slats*), liés mécaniquement. De même, les 4 volets (*flaps*) sont actionnés de façon mutualisée par deux moteurs. Le mouvement du plan horizontal réglable (THS : *Trimmable Horizontal Stabilizer*) est également assuré par deux moteurs. L'ensemble de ces actionneurs présente comme caractéristique commune une

commande en position et des conditions environnementales pouvant être sévères (température, pression, etc.).

I.1.2.3 Conditionnement d'air (ATA 21)

Les fonctions principales du système de conditionnement d'air sont le contrôle de la température de la cabine (chauffage/refroidissement) et du compartiment avionique (refroidissement) et le contrôle de la pressurisation de la cabine. Pour assurer la circulation de l'air, plusieurs ventilateurs d'une puissance maximale supérieure au kilowatt sont utilisés [SDN] :

- deux ventilateurs pour la circulation de l'air dans le fuselage pressurisé, au fonctionnement continu pendant la plupart des phases de la mission (9,8kVA) ;
- un ventilateur au fonctionnement intermittent pour l'évacuation de l'air conditionné des toilettes et des compartiments galleys (1,7kVA) ;
- un des ventilateurs du pont inférieur (compartiment cargo), au fonctionnement continu mais à des puissances différentes selon les phases de vol (1,6kVA) ;
- un ventilateur au fonctionnement continu pour la ventilation de la cabine (2,2kVA) ;
- un ventilateur au fonctionnement continu pour extraire l'air du compartiment avionique et évacuer ainsi la chaleur dissipée (2,8kVA).

Dans les réseaux traditionnels à fréquence fixe, les ventilateurs sont entraînés par des machines asynchrones connectées directement sur le réseau. Avec l'introduction de la fréquence variable, cette structure a été remplacée par une machine synchrone à aimants permanents autopilotée par un convertisseur statique, avec souvent une simple régulation en courant. Cela présente entre autres l'avantage de pouvoir adapter le rendement du moto-ventilateur selon le point de fonctionnement et d'obtenir ainsi des gains de consommation significatifs.

I.1.2.4 Pompes à carburant (ATA 28)

Le système de pompes alimente les réacteurs en carburant à partir des réservoirs. Dans un réseau à fréquence libre, les pompes à carburant comportent un convertisseur statique pour les mêmes raisons que les ventilateurs.

- L'architecture représentée à la figure I.9 comporte 2 pompes principales pour chacun des 2 réacteurs (L1, L2, R1 et R2) et 2 pompes de secours (STBY). Les pompes principales font circuler le carburant en permanence lorsque les réacteurs sont en marche. Chaque pompe a une puissance nominale de 2,1kVA.
- Une autre pompe (FWD XFR) contrôle le centre de gravité de l'avion en transférant le carburant entre le réservoir d'équilibrage (*trim*) et les réservoirs avant. Elle a un fonctionnement continu pendant les phases de montée, de croisière et de descente (2,3kVA).
- Les pompes APU, de puissance plus faible, ne sont pas incluses dans le recensement.

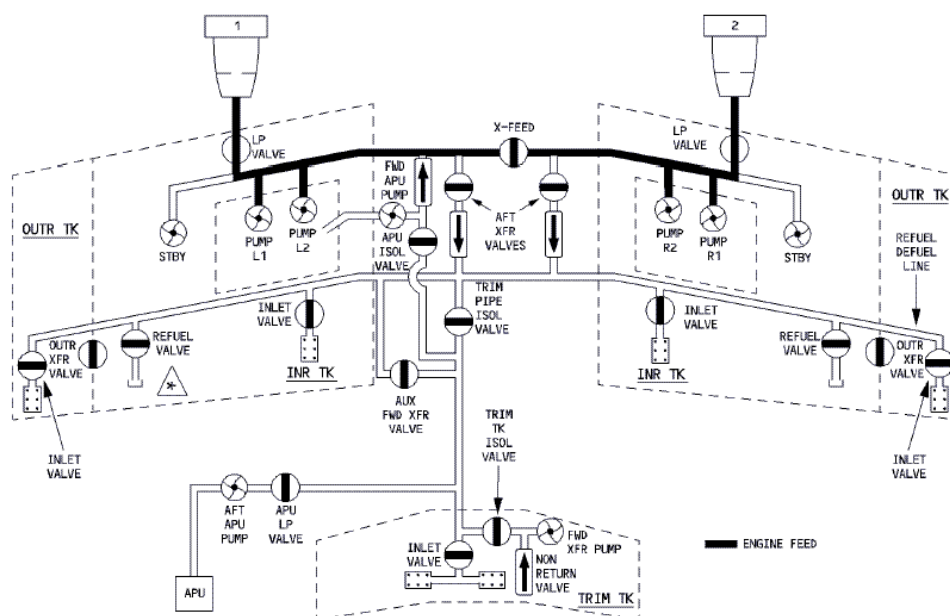


figure I.9 : architecture du système de carburant [FCOM]

I.1.2.5 Pompes hydrauliques (ATA 29)

Classiquement, pour une architecture "3H" d'un avion de 300 passagers, chaque circuit hydraulique comprend une pompe électrique d'une puissance nominale de 15,2kVA en tant que générateur auxiliaire de puissance hydraulique. Ces pompes sont utilisées au sol durant les opérations de maintenance pour pressuriser les circuits. Elles peuvent également fonctionner en permanence en vol en cas de défaut sur l'un des circuits hydrauliques. Il peut être estimé que pour l'architecture de référence "2H2E" considérée, cette fonction est assurée par deux pompes de 23kVA environ entraînées par un variateur de vitesse.

I.1.2.6 Systèmes atterrisseurs (ATA 32)

L'avion a deux trains d'atterrissage principaux et un train d'atterrissage avant. Chaque train comporte un actionneur pour l'extension et la rétraction et un système de portes qui s'ouvrent ou se referment lors de ces actions. De plus, deux actionneurs sont dédiés à l'orientation de la roue avant. Tous ces éléments sont actionnés hydrauliquement. Pour le remplacement de ces systèmes par des actionneurs électriques, par exemple de type EHA, les estimations du projet POA font état de fonctionnements ponctuels à forts appels de puissance :

- extension/rétraction du train principal : 48kVA ;
- extension/rétraction du train avant : 5kVA ;
- ouverture/fermeture des portes du train principal : 10kVA ;
- ouverture/fermeture des portes du train avant : 8kVA ;
- guidage de la roue avant : 7kVA.

Le freinage impose également un fonctionnement impulsif de forte puissance ; il est souvent effectué hydrauliquement par 2 systèmes redondants. L'Airbus A380 possède déjà

une assistance électrique pour le freinage, en cas d'incident sur le circuit hydraulique : les actionneurs sont de type EBHA. Pour l'architecture de référence, il est considéré de manière simplifiée que le système de freinage électrique peut requérir une puissance crête de 35kVA répartie équitablement sur les 8 roues arrière, comprenant chacune un actionneur.

I.1.2.7 Inverseurs de poussée (ATA 78)

Situés à l'arrière des réacteurs, les inverseurs de poussée ont pour mission d'exercer une contre-poussée afin de ralentir l'avion lors de l'atterrissage. Cette action, qui intervient en complément du freinage, requiert également une forte puissance pendant un temps court. L'ETRAS (*Electrical Thrust Reverser Actuation System*) de l'Airbus A380 est un système entièrement électrique qui comprend un ensemble convertisseur-MSAP contrôlé en position (figure I.10). L'asservissement des deux capots (figure I.11) doit être précis afin de ne pas générer des forces différentes, car cela pourrait conduire au déchirement des tôles. Pour l'avion de référence, chaque inverseur de poussée pourrait consommer jusqu'à 25kVA en cas d'atterrissage avorté ou de défaillance d'un système.

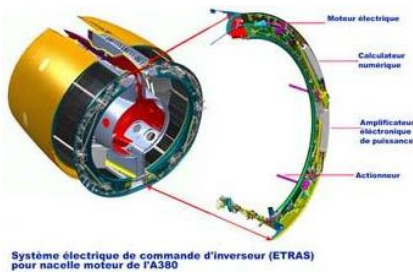


figure I.10 : ETRAS (©Hispano-Suiza)



figure I.11 : ouverture des capots nacelle (©Aircelle)

I.1.2.8 Synthèse du recensement – évolution des standards

Le recensement établi d'après les considérations précédentes est synthétisé par le graphique de la figure I.12 ; l'objectif est d'établir la gamme de puissance des éléments de conversion. Pour définir des standards électroniques pertinents, il faut prendre en compte l'évolution possible des niveaux de tension. En effet, la multiplication des systèmes électriques pourrait modifier les normes actuelles des réseaux.

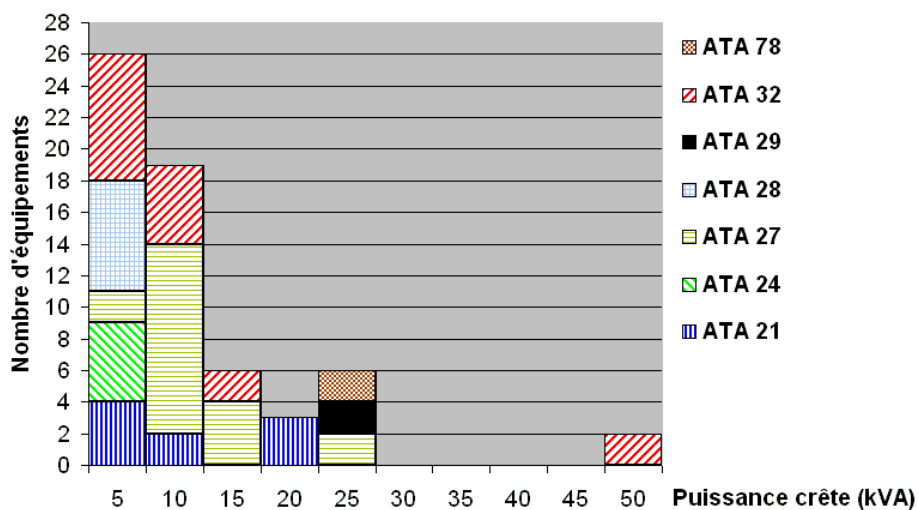


figure I.12 : recensement des convertisseurs statiques pour un avion de 300 passagers "plus électrique"

En particulier, l'électrification de certains systèmes qui n'ont pas été mentionnés jusqu'ici peut être déterminante. L'évolution "bleedless" est probablement la plus représentative. En effet, l'essentiel de l'énergie pneumatique, utilisée principalement pour le conditionnement d'air et le dégivrage de la voilure et de la nacelle, provient d'un prélèvement d'air sur les moteurs de propulsion. La suppression de ce prélèvement d'air implique des changements majeurs dans le réseau électrique. En premier lieu, il n'est plus possible d'effectuer un démarrage pneumatique des moteurs de propulsion à partir de l'air fourni par l'APU. Il est alors envisageable de démarrer les moteurs électriquement, par exemple en utilisant les générateurs. Des études sur ce thème de mutualisation des fonctions starter-générateur sont par exemple réalisées dans le cadre du projet MEGEVE associant Airbus, Snecma, Hispano-Suiza et Thales AES. D'autre part, le passage à des systèmes électriques pour le conditionnement d'air et le dégivrage occasionne une augmentation considérable de la puissance électrique installée : pour un avion de 300 passagers, des estimations montrent que la génération électrique voit pratiquement quadrupler sa puissance (figure I.13), jusqu'ici limitée à 230kVA.

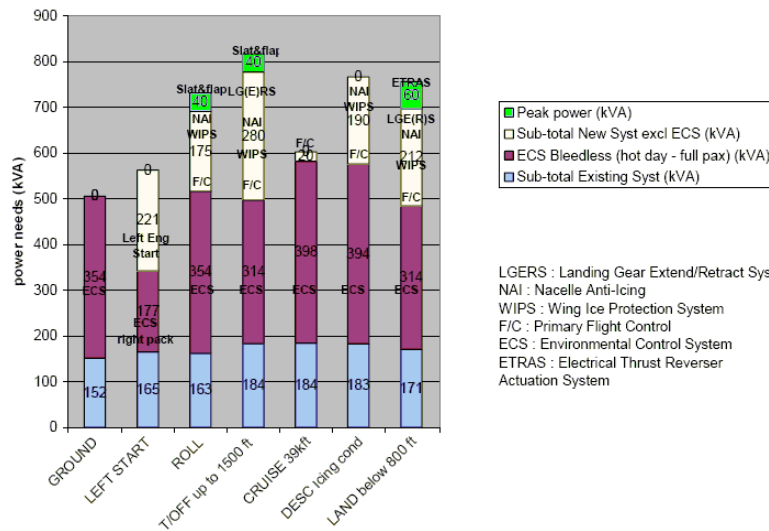


figure I.13 : puissance consommée en fonction des phases de vol (projet MEGEVE, avion 300 passagers)

Si ces perspectives présentent de nombreux bénéfices fonctionnels pour l'avion, elles provoquent des changements majeurs au niveau de la génération et de la distribution électriques. En particulier, il est nécessaire d'augmenter la tension distribuée pour réduire les sections du câblage électrique, et donc sa masse et son volume. Il peut ainsi être envisagé d'évoluer vers des architectures de distribution 230VAC et même ± 270 VDC, comme de nouveaux projets d'avion en font état.

Toutefois, dans le cadre de cette étude, il est considéré que le réseau électrique conserve les standards actuels de réseaux à fréquence libre. Le graphique de recensement présenté plus haut permet alors d'établir les caractéristiques communes aux différentes charges. Il peut déjà être observé que 70% des équipements se situent dans la plage 0-10kVA, et que l'application essentielle des convertisseurs est la variation de vitesse de systèmes d'entraînement.

I.2 Modules génériques de conversion

En relation avec les besoins aéronautiques, ce travail de thèse s'inscrit dans une démarche de conception de solutions électroniques fiables par une simplification des architectures de traitement de l'énergie électrique, constituées d'éléments de conversion génériques et modulaires. L'établissement d'un cahier des charges passe à la fois par des considérations technologiques et fonctionnelles.

I.2.1 Critères technologiques

La forte diffusion de l'électronique de puissance à grande échelle industrielle passe par un plus grand degré d'intégration et de standardisation. Encore actuellement, la conception des convertisseurs est généralement dédiée aux équipements auxquels ils sont destinés. Les sous-ensembles composant le convertisseur ne sont que rarement standardisés et ils doivent être développés en série avec le produit. Si c'est un point de passage obligé pour parvenir à une intégration globale optimisée, cette approche est pénalisante pour le coût de développement, le retour sur investissement et la fiabilité des équipements.

Pour rompre avec cette méthodologie, les architectures de traitement de l'énergie doivent être davantage modulaires, c'est-à-dire composées de sous-systèmes réalisant un ensemble de fonctions élémentaires et compatibles entre eux pour leur association. Ainsi, comme pour les applications de micro-électronique telles que les ordinateurs personnels, les systèmes d'électronique de puissance pourraient être réalisés en associant des modules standardisés. Cette modularité ne va pas nécessairement dans le sens de l'intégration et il y a donc un compromis à obtenir entre ces deux objectifs. Par contre, au niveau industriel, les bénéfices sont multiples. Disposer de composants génériques amène à réduire le coût de production et la durée des cycles de conception, à mieux maîtriser la fiabilité des systèmes et à en réduire les coûts de maintenance. En effet, l'interchangeabilité de ces éléments facilite la maintenance corrective et la standardisation simplifie la maintenance préventive. Cette démarche doit donc entraîner une diminution des coûts d'acquisition et d'exploitation. En outre, cela pourrait permettre d'envisager de nouvelles applications pour lesquelles le coût et la complexité de l'électronique de puissance étaient jusqu'alors rédhibitoires.

Dans une logique idéalisée de "Plug and Play", les convertisseurs doivent pouvoir être simplement connectés à leur application et être prêts à fonctionner directement. De même, les sous-ensembles fonctionnels les constituant doivent être intégrés sous la forme de modules génériques (figure I.14). Cette modularité doit être mise en œuvre sur le plan de l'information, car chaque module doit posséder "l'intelligence" et les fonctionnalités internes pour s'associer aux autres modules, et sur le plan spatial, pour les assembler physiquement de manière judicieuse. Ce concept hiérarchique de modularisation peut encore être poussé, en observant une granularité plus forte, au niveau des sous-systèmes composant le module de conversion, toujours en compromis avec la notion d'intégration. Ainsi, chacune de ces parties peut avoir son évolution technologique propre, ce qui permet de réduire encore les durées de conception des produits.

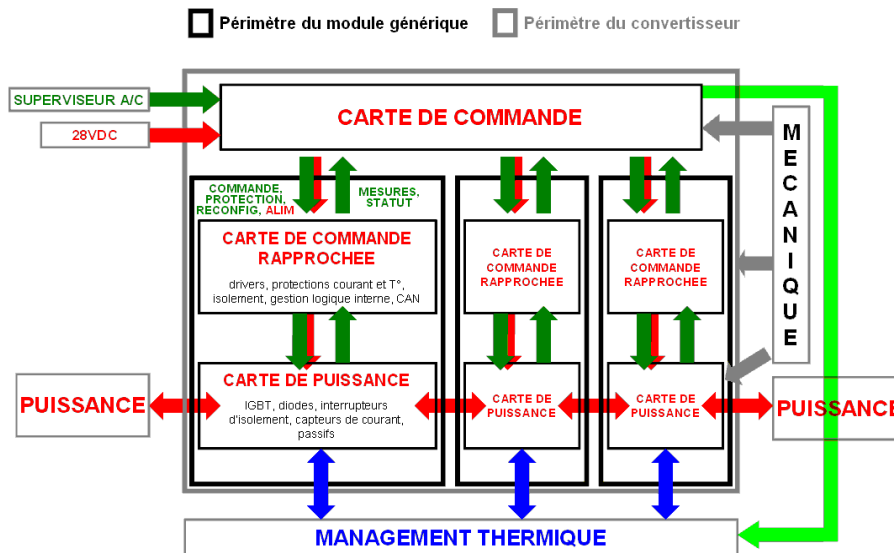


figure I.14 : synoptique d'un convertisseur constitué de 3 modules génériques

Cette approche a connu il y a quelques années une certaine attention, en particulier avec le concept de PEBB (*Power Electronics Building Blocks*), sous l'impulsion de l'ONR (*US Office of Naval Research*) et de différents partenaires tels que le CPES (*Center for Power Electronics System, Virginia Institute of Technology*) et ABB [ERI97] [LEE00] [STE03]. Leurs études ont été menées sur un large spectre : matériaux, techniques de packaging, intégration multicouches (électronique de puissance, commande rapprochée, composants passifs), compatibilité électromagnétique, management thermique, architectures de contrôle, interfaces et protocoles de communication, intégration dans les réseaux, commutation douce, etc. La gamme de puissance considérée dans ces études est au minimum de l'ordre de la centaine de kW, ce qui rend les contraintes d'intégration et de coût moins fortes.

Cette démarche commence à être adoptée dans les domaines d'application aéronautiques, pour lesquels la gamme de puissance est nettement plus faible. L'objectif étant de concevoir et fabriquer le moins de modules pour le plus grand nombre d'applications, il convient donc d'identifier les points communs électriques, mécaniques et thermiques appropriés à cette modularité en recherchant le meilleur compromis avec l'intégration. Pour cela, les aspects technologiques sont fondamentaux, d'autant plus que le besoin aéronautique se démarque de l'expérience "terrestre" en électronique de puissance sur les contraintes environnementales sévères et combinées (température, pression, vibrations, etc.) qui peuvent être imposées aux équipements selon leur localisation.

Le présent mémoire n'a pas vocation à traiter ces aspects technologiques. De ce point de vue, il propose uniquement de déterminer les caractéristiques haut-niveau des modules de conversion en délimitant le périmètre et la gamme de puissance couverte. Ces points sont déduits des besoins fonctionnels exposés par la suite et ils sont détaillés dans la partie expérimentale (chapitre III). Toutefois, le recensement permet déjà de fixer un ordre de grandeur : les convertisseurs ont une puissance d'environ 10kVA (70% des charges recensées). Il est ensuite envisageable d'exploiter la polyvalence des modules génériques de conversion en les associant pour atteindre des puissances supérieures dans un rapport 2 à 4.

I.2.2 Critères fonctionnels

L'objectif de ce travail est de contribuer à la démarche de recherche de généricité en identifiant les standards topologiques répondant à l'ensemble des besoins fonctionnels. Les applications recensées précédemment concernent essentiellement les systèmes d'entraînement à vitesse variable. En considérant une chaîne générique de traitement de l'énergie d'un variateur de vitesse (figure I.15), plusieurs fonctions de conversion apparaissent déjà. D'autres applications encore sont susceptibles d'être présentes en observant l'ensemble du réseau électrique et ses éventuelles évolutions.

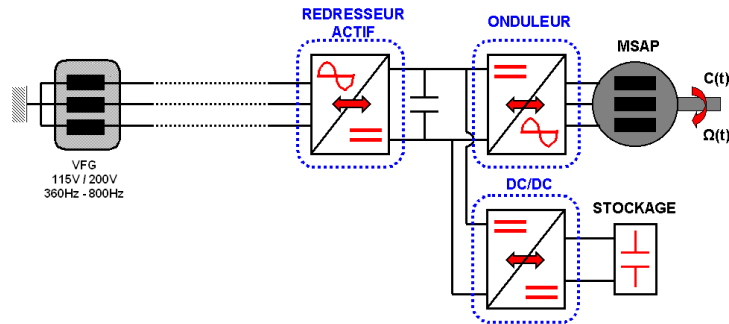


figure I.15 : fonctions de conversion pouvant composer une chaîne "type" de variation de vitesse

I.2.2.1 Conversion alternatif-alternatif

L'autopilotage d'une machine électrique requiert d'adapter l'énergie provenant du réseau alternatif. La conversion est effectuée en deux étapes par des étages distincts alternatif-continu et continu-alternatif. Cette structure indirecte est traditionnellement avantageuse par rapport aux convertisseurs directs alternatif-alternatif, car elle procure plus de degrés de liberté pour le réglage des formes d'onde côté réseau et côté moteur, le filtrage sur le bus continu est plus aisé, elle est plus modulaire et elle permet d'envisager une tolérance de panne. Toutefois, les convertisseurs matriciels connaissent un regain d'attention et des prototypes aéronautiques sont proposés [WHE03] [KLU02] ; s'ils permettent de réduire le nombre de composants et peuvent bénéficier d'une plus forte intégration, la commande, la commutation et le filtrage côté réseau sont plus délicats.

I.2.2.2 Conversion continu-alternatif

La fonction onduleur triphasé (figure I.16), dédiée à l'autopilotage de machines tournantes, est le convertisseur commandé le plus répandu dans les réseaux actuels d'avions "plus électriques". La tension du bus continu étant fixée par des redresseurs passifs de type hexaphasé ou dodécaphasé, elle vaut 270V sans considérer de chute de tension ou de fonctionnement dissipatif sur le bus continu. Cette application est développée dans les chapitres II et III.

Le Static Inverter mentionné précédemment (cf. I.1.2.1) est un onduleur monophasé qui permet de fournir une tension alternative 115V/400Hz à partir des batteries du réseau secondaire 28V. Une topologie classiquement employée associe un hacheur survolteur de type fly-back à un onduleur MLI (figure I.17).

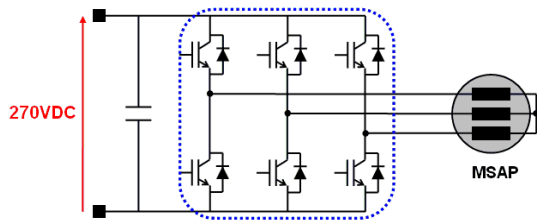


figure I.16 : onduleur triphasé

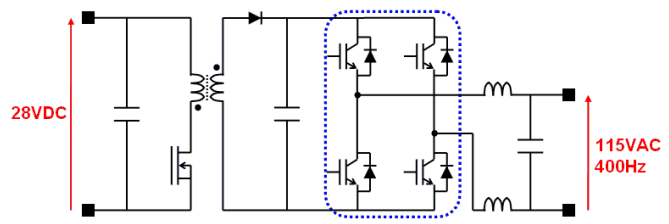


figure I.17 : onduleur monophasé (convertisseur indirect)

D'autre part, l'évolution des réseaux risque d'entraîner une multiplication des charges polluantes telles que les redresseurs passifs, ce qui peut impliquer un recours au filtrage actif. Par exemple, dans une configuration parallèle (figure I.18), un filtre actif a pour rôle de compenser les harmoniques de courant occasionnés par ces charges non linéaires. La fréquence de commutation des interrupteurs doit être très supérieure aux composantes spectrales traitées.

Toujours dans le domaine des équipements de traitement de la qualité réseau, l'application UPFC (*Unified Power Flow Controller*) est à mentionner car elle peut être constituée de structures identiques à celle de l'onduleur triphasé mentionné plus haut. L'UPFC permet de gérer les échanges d'énergie sur une partie d'un réseau alternatif triphasé maillé : aiguillage des puissances active et réactive, compensation des chutes de tensions et des composantes harmoniques de courant et de tension [FOC98] [MAK99]. Dans le cas cette fois de réseaux de distribution haute tension en courant continu (HVDC : *High voltage Direct Current*), la structure MAPFC (*Mixed function for Actuation and Power Flow Control*) peut être mentionnée ; elle est constituée de deux onduleurs triphasés connectés à chacune des extrémités des enroulements de la machine (figure I.20) et combine les fonctions actionneur et gestion des transferts de puissance entre deux réseaux continus [BAU05].

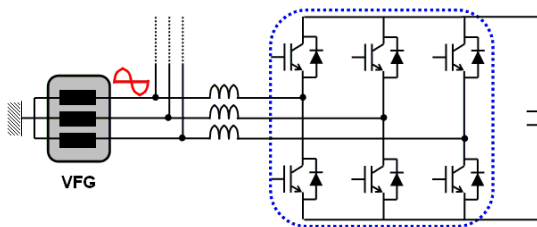


figure I.18 : filtre actif parallèle

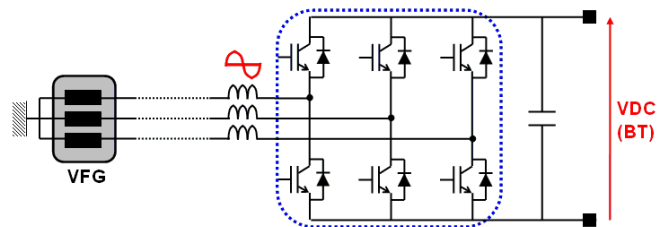


figure I.19 : redresseur actif triphasé

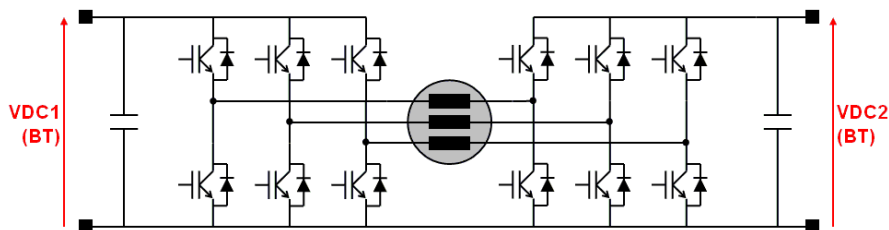


figure I.20 : MAPFC

I.2.2.3 Conversion alternatif-continu

Le convertisseur alternatif-continu constitue l'étage d'entrée du variateur de vitesse. Dans les équipements actuels, il est pratiquement toujours passif, en particulier car il n'est pas autorisé à renvoyer de l'énergie sur le réseau. L'évolution des réseaux de bord pourrait toutefois amener cette norme à changer. Le chapitre IV de ce mémoire évoque l'application de modules génériques de conversion pour des topologies de redresseurs. Si la comparaison de ces structures est avant tout basée sur des critères de masse, il y est aussi fait état que certains équipements comprenant un redresseur hexaphasé ne respectent pas les normes de qualité réseau. Une solution peut résider dans le filtrage actif évoqué plus haut, mais si cela s'avère pénalisant, par exemple sur le plan du dimensionnement, il pourrait être plus viable de traiter le problème à la source en remplaçant chaque pont de diodes pollueur par un redresseur actif à absorption quasi-sinusoïdale de courant (PFC : *Power Factor Corrector*). Une topologie classique est présentée à la figure I.19 : elle est semblable à celle de l'onduleur triphasé décrit ci-dessus. De plus amples détails sont donnés au chapitre IV.

Une autre application est présente dans le réseau de distribution : il s'agit du redresseur dévolteur assurant la génération du réseau continu 28V à partir du réseau alternatif triphasé. Il est constitué d'un transformateur dont chacun des bobinages secondaires est relié à un pont de diodes double-alternance. Il est possible qu'à l'avenir cet équipement soit remplacé par un convertisseur commandé remplissant des fonctions annexes : le contrôle de la tension continue de sortie permettrait de laisser les batteries couplées en permanence sur le réseau 28V, constituant ainsi un tampon assurant l'élimination des coupures d'électricité sur le réseau continu.

I.2.2.4 Conversion continu-continu

La dernière famille de conversion peut être utilisée pour l'interconnexion de sources dans le but de faire du stockage d'énergie. Un exemple est fourni dans le chapitre IV, avec un hacheur permettant, lors des phases de freinage de l'actionneur, de stocker l'énergie renvoyée par l'ensemble machine-onduleur dans un banc de supercondensateurs. D'autres applications requérant une conversion continu-continu sont envisageables pour des sources de puissance (éléments de stockage tels que des volants d'inertie) ou des sources d'énergie (pile à combustible) mais elles restent encore à l'état de prospective.

Une première topologie envisageable de hacheur réversible en courant est représentée à la figure I.21. Les cellules de commutation peuvent également être parallélisées, avec des inductances couplées ou non, pour augmenter le calibre en courant (figure I.22). Enfin, l'association de cellules de commutation en différentiel (figure I.23) procure un degré de liberté supplémentaire pour le réglage de la tension de sortie (cf. chapitre IV).

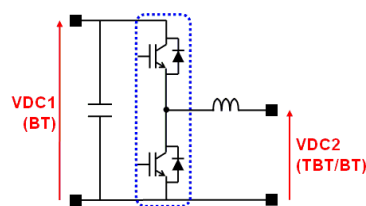


figure I.21 : hacheur réversible en courant

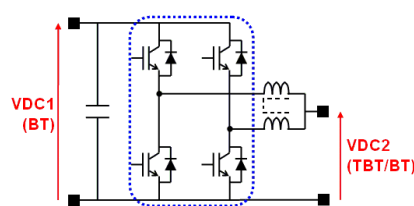


figure I.22 : hacheur à cellules associées en parallèle

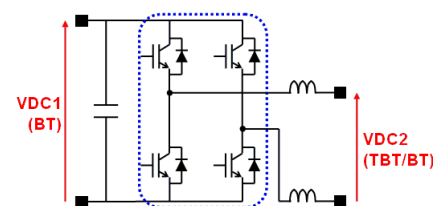


figure I.23 : hacheur à cellules associées en différentiel

Cependant, le dimensionnement de ces convertisseurs directs est d'autant moins optimisé que le rapport entre les tensions d'entrée et de sortie est élevé, car la puissance silicium installée devient importante par rapport à la puissance traitée puisque chaque interrupteur est dimensionné pour les grandeurs électriques crêtes. Pour optimiser la compacité et le coût silicium, une alternative consiste à insérer un transformateur, soit dans un montage direct (exemple du fly-back faisant partie de la figure I.17), ou soit dans un montage indirect associant un onduleur et un redresseur monophasés, comme par exemple à la figure I.24.

Un autre type d'application peut être mentionné dans la perspective d'architectures à base de réseaux continus haute tension : le coupleur de réseaux nommé DCPFC (*Direct Current Power Flow Controller*). Cette structure de type buck-boost comprend une inductance pour gérer les transferts de puissance entre deux réseaux continus, par exemple pour en équilibrer les charges, en réguler la tension et secourir un réseau dont la génération serait en défaut [ENS05]. Si cette fonction introduit un point commun entre les réseaux et requiert donc une conception adaptée des architectures du point de vue de la sûreté de fonctionnement, elle préfigure une possible évolution vers des réseaux de distribution HVDC à disponibilité élevée.

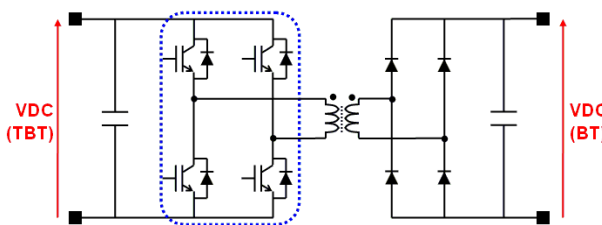


figure I.24 : exemple de convertisseur continu-continu indirect

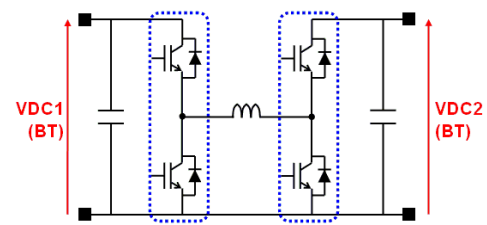


figure I.25 : DCPFC

I.2.2.5 Synthèse topologique et fonctionnalités additionnelles

Cette vue d'ensemble non exhaustive des applications d'électronique de puissance montre qu'un nombre restreint de configurations de semi-conducteurs permet de satisfaire le plus grand nombre de topologies de convertisseurs. Le dénominateur commun topologique est une cellule de commutation bidirectionnelle en courant et unidirectionnelle en tension, ou "bras d'onduleur", dont les caractéristiques technologiques doivent permettre de remplir les fonctions envisagées de manière adéquate.

Un premier critère concerne les niveaux électriques des interrupteurs. Pour les applications basse tension (BT) envisagées, un calibre standard de 600V est adapté, puisque les redresseurs traditionnels délivrent à partir du réseau alternatif une tension continue de 270V et pouvant s'élever jusqu'à 450V environ en cas de transitoire réseau ou de renvoi d'énergie sur le bus continu. Les transistors sont donc préférablement de technologie IGBT ou CoolMOS si de hautes fréquences sont requises. Pour les applications avec une source très basse tension (TBT), l'utilisation de ces mêmes composants n'est pas forcément viable pour la raison d'optimisation du dimensionnement évoquée précédemment. Il peut donc sembler plus opportun de disposer de deux modules de conversion, l'un basse tension et l'autre très basse tension, chacun ayant un calibre en courant adapté à la gamme de puissance envisagée.

Un second critère concerne la fréquence de découpage, qui peut varier de manière importante entre les différentes applications. Certaines d'entre elles, spécifiques à

l'aéronautique, ont des performances fréquentielles supérieures à celles des applications industrielles classiques. Elles requièrent donc une fréquence de découpage suffisante ($F_d > 20\text{kHz}$). Par exemple, dans le cas d'un redresseur actif, sa valeur doit être assez élevée pour être compatible avec la fréquence du réseau (jusqu'à 800Hz) et minimiser la taille des inductances de ligne nécessaires au filtrage du courant réseau. Le dimensionnement des interrupteurs cherche alors davantage à réduire les pertes par commutation. A l'inverse, pour l'alimentation d'une machine, il peut parfois être préférable de fonctionner à faible fréquence de découpage pour limiter les pertes par commutation et les contraintes de CEM : les interrupteurs ont alors plutôt intérêt à présenter des pertes par conduction réduites. Même si ces contraintes ne vont pas dans le même sens, un compromis peut être trouvé car il existe des modules opérant sur toute la gamme de fréquences. En ce qui concerne les applications TBT, la symbolique employée sur les schémas est celle de l'IGBT mais la technologie MOSFET peut être préférable pour l'étage TBT.

Sur le plan de la mise en œuvre, l'utilisation d'éléments de conversion modulaires est naturellement quelque peu antagoniste avec la notion d'intégration. La tâche de conception industrielle visant à assurer l'intégration des modules de conversion au sein des convertisseurs est donc complexe, d'autant plus que la masse et le volume sont souvent des contraintes primordiales dans la spécification des équipements aéronautiques. Par contre, cette propriété de modularité amène une prédisposition à la redondance qu'il peut être intéressant d'exploiter afin d'améliorer la disponibilité opérationnelle des systèmes sans dégrader la sécurité. Pour cela, il convient d'utiliser les redondances topologiques internes de convertisseurs pour leur conférer la capacité de tolérer une ou plusieurs pannes.

En utilisant des convertisseurs à tolérance de panne pour des équipements sensibles, comme par exemple des actionneurs de surfaces de commandes de vol, la plus grande disponibilité du système concerné se répercute directement sur le dispatch¹ des avions. Un bénéfice supplémentaire de tels convertisseurs découle du diagnostic interne permanent, qui constitue un facteur d'amélioration de la maintenance puisque l'identification des défauts est facilitée. La tolérance de panne peut donc contribuer à une baisse des coûts d'exploitation et une sûreté accrue des systèmes.

Ce principe constitue un sujet majeur de ce mémoire. Il est d'abord développé dans le chapitre II, où les topologies envisagées sont décrites et caractérisées par simulation. Pour les études expérimentales exposées au chapitre III, il a été conçu un prototype de module de conversion pour la mise en œuvre d'un onduleur capable de s'auto-protéger en cas de défaillance interne puis de se reconfigurer afin de maintenir son fonctionnement. Auparavant, dans la suite de ce chapitre, une application de référence va être définie pour les besoins de simulation.

¹Autorisation pour effectuer une mission donnée en fonction de l'indisponibilité de certains systèmes.

I.3 Caractérisation de l'application de référence

I.3.1 **Variation de vitesse**

Le recensement des charges nécessitant un convertisseur statique a établi la prédominance des applications de variation de vitesse pour les systèmes d'entraînement. Le développement de cette activité ne concerne pas seulement l'aéronautique civile, mais également les domaines militaire et automobile et de nombreux autres secteurs de l'industrie. En effet, les actionneurs électriques prennent de plus en plus d'importance en raison des gains qu'ils sont susceptibles de procurer (Tableau I-2).

	Avantages	Inconvénients
Performance	Rendement élevé Grande dynamique Flexibilité de la commande	Effort à l'arrêt ⇒ nécessité d'un réducteur (EMA) ou d'un circuit hydraulique local (EHA)
Fiabilité	Diagnostic intégré possible Gestion de défaillance interne facilitée Reconfiguration envisageable	Connectique Composants sous contraintes environnementales sévères
Intégration	Potentiel d'évolution de l'intégration fonctionnelle et technologique	Thermique CEM (auto-perturbation+émission)
Masse	Masse des éléments de distribution	Masse des convertisseurs
Economique	Coût d'exploitation Amélioration de la maintenance Evolutions facilitées	Coût de développement initial

Tableau I-2 : rappels sur les avantages et inconvénients technologiques des actionneurs électriques

Dans la mesure où un convertisseur statique est nécessaire à l'obtention des performances spécifiées pour l'actionneur, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont souvent préférées en raison de leurs propriétés attractives : densité massique et volumique de puissance élevée, large plage de vitesse à puissance constante et excellent rendement [BOS96] [JAH86].

Pour les études théoriques, il a été choisi de considérer comme application de référence un actionneur électrohydrostatique (EHA) de surface de commandes de vol, car cet actionneur impose à l'électronique de puissance des contraintes spécifiques variées :

- fonctionnement impulsionnel et intermittent,
- performances dynamiques élevées,
- réversibilité en puissance transitoire,
- sûreté de fonctionnement primordiale car cette fonction affecte la contrôlabilité de l'avion,
- influence de sa disponibilité sur le dispatch,
- contraintes environnementales sévères (plage de température $-50^{\circ}\text{C}/+85^{\circ}\text{C}$, zone non pressurisée, vibrations, foudre, etc.),
- forte compacité de l'équipement de par l'espace limité dans les ailes.

Il est donc plus aisé par la suite d'extrapoler les résultats d'études à des actionneurs dont les exigences sont restreintes, comme par exemple les ventilateurs et les pompes.

I.3.2 Modélisation d'un actionneur électrohydrostatique

Un EHA permet de commander le déplacement d'un vérin par un circuit hydraulique local à partir d'une puissance électrique. Classiquement, le réseau de bord triphasé alimente un bus continu 270V à travers un redresseur passif. Puis un onduleur de tension MLI autopilote une machine synchrone qui entraîne une pompe hydraulique actionnant le vérin relié à la gouverne (figure I.26).

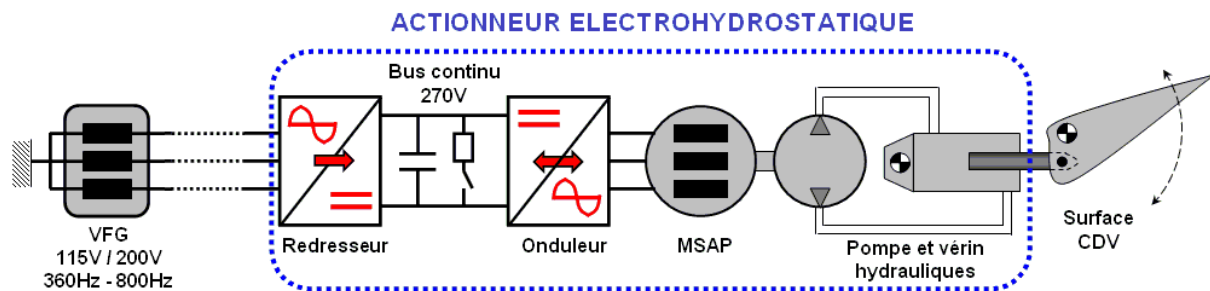


figure I.26 : synoptique d'un EHA

Pour les différents besoins de l'étude, il a été développé sous SABER™ un modèle multiphysique d'un EHA et de sa charge mécanique qui permet une caractérisation électrique, mécanique hydraulique et thermique des différents étages de la chaîne de conversion d'énergie (figure I.27). Cette représentation permettant une observation directe des phénomènes physiques paraît d'autant plus appropriée de par la nature pluridisciplinaire de l'EHA de commandes de vol. Les différents étages constituant cette chaîne sont décrits ci-dessous. La modélisation de l'électronique de puissance mérite une attention particulière puisque le fonctionnement des convertisseurs est le cœur de ce travail.

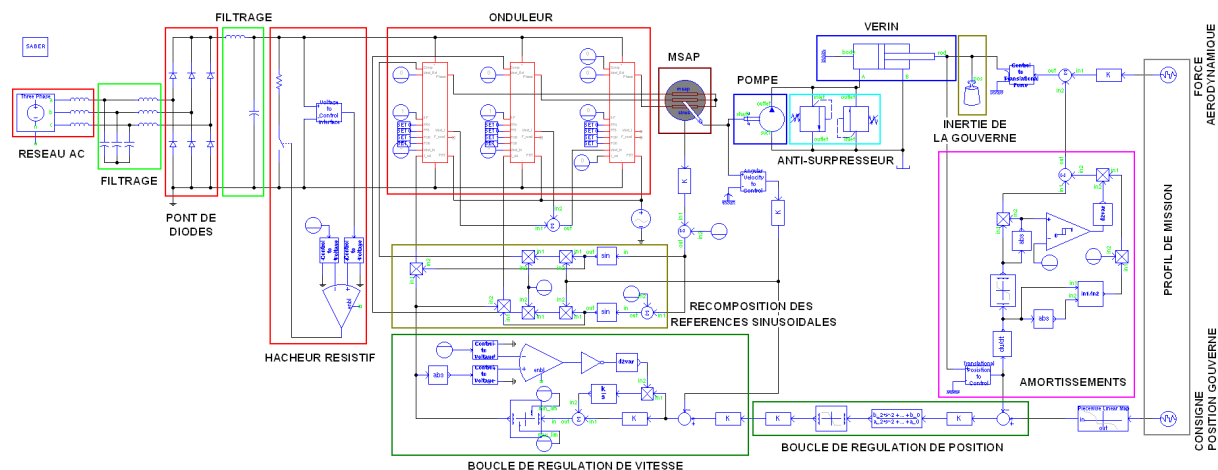


figure I.27 : modèle de simulation d'un EHA

I.3.2.1 Convertisseur statique

Le convertisseur est alimenté par le réseau alternatif triphasé, modélisé sous la forme d'une source de tension triphasée en série avec une impédance caractéristique du câblage. L'étage d'entrée du convertisseur (figure I.28) est presque entièrement passif puisqu'il est composé d'un filtre en T classique, d'un pont de diodes double alternance constitué de composants idéaux (résistance à l'état passant constante), d'un filtre de sortie LC et d'un hacheur rhéostatique, qui entre en fonctionnement hystérétique au seuil supérieur de tension continue, lors des phases de freinage de l'actionneur. Le fonctionnement et le dimensionnement de cet étage sont décrits plus en détail au chapitre IV.

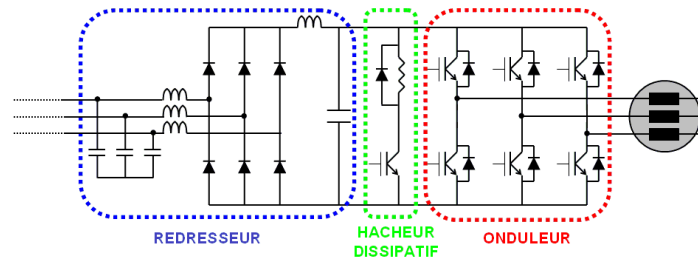


figure I.28 : étages de conversion du modèle d'EHA

Pour la modélisation de l'onduleur, on peut choisir de représenter l'évolution temporelle des grandeurs électriques avec leurs composantes hautes fréquences ou bien uniquement leurs valeurs moyennes sur la période de découpage, plus lentement variables dans le temps. La simulation de profils de mission de plusieurs secondes avec un modèle onduleur-machine prenant en compte les phénomènes de commutation peut nécessiter des durées de calcul importantes. Comme les constantes de temps des machines électriques sont de l'ordre de la milliseconde, il est envisageable d'utiliser des "modèles moyens", c'est-à-dire une représentation qui ne prend en compte que les phénomènes basses fréquences des convertisseurs. Cette modélisation n'est valide que si les constantes de temps des grandeurs extérieures au convertisseur varient lentement sur une période de découpage. C'est le cas de certaines des études de simulation, pour lesquelles des profils de mission "longs" (quelques dizaines de secondes) vont pouvoir être simulés. D'autres études vont requérir à l'inverse une représentation plus fine des phénomènes électriques et des simulations plus courtes vont être effectuées avec les "modèles instantanés".

Pour la simulation des convertisseurs, il a été choisi de réaliser des macro-composants interconnectables pour accomplir les fonctions de conversion basiques, afin de faciliter la mise en œuvre des modèles de convertisseurs et de bénéficier d'une plus grande lisibilité des schémas de simulation. Cela consiste à imbriquer dans un symbole schématique un élément topologique de conversion, ici une cellule de commutation (partie "puissance"), et ses fonctionnalités les plus génériques (partie "signal").

I.3.2.1.a Modèles instantanés de cellule de commutation

Pour cette première "brique" de conversion, la partie puissance comprend un bras d'onduleur composé de modèles de semi-conducteurs idéaux (figure I.29). Chaque interrupteur de la cellule comprend un transistor et une diode en antiparallèle, dont les caractéristiques physiques sont modélisées par des paramètres fixes à régler. Pour le transistor, il s'agit de la résistance à l'état passant et à l'état bloqué et de la durée de mise en

conduction et de blocage. Les paramètres de la diode sont la chute de tension à l'état passant et la résistance à l'état ouvert et à l'état fermé.

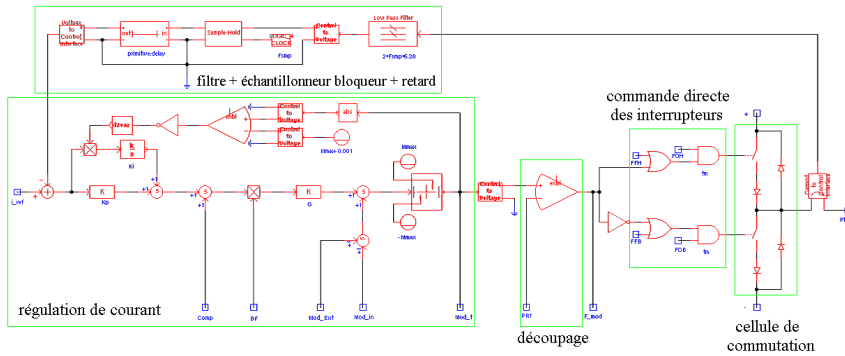


figure I.29 : schématique interne du modèle instantané MLI

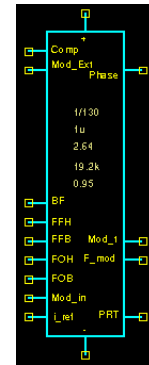


figure I.30 : symbole du modèle instantané MLI

La partie "signal" imbriquée dans ce macro-composant comprend des blocs fonctionnels de commande et de découpage. Un capteur renvoie la mesure du courant de phase pour réguler ce dernier selon deux techniques correspondant à deux modèles de simulation distincts.

- Pour la brique "MLI" (figure I.29), la commande en courant est réalisée par modulation des impulsions de commande des interrupteurs (Modulation de Largeur d'Impulsion) : une onde porteuse triangulaire haute fréquence est modulée par le rapport cyclique réglant le transfert d'énergie. La boucle de régulation comprend un correcteur proportionnel-intégral (PI) et un anti-windup qui bloque le terme intégral du correcteur en cas de dépassement des butées de modulateur (figure I.31). Ce modèle intègre différentes entrées pour les fonctionnalités additionnelles : compensation de tension, remise à zéro de l'intégrateur, commande en tension de la cellule en inhibant la boucle de courant, injection d'une modulateur externe et surmodulation.
- Pour la brique "hystérésis", la commutation de la commande du bras d'onduleur a lieu lorsque la différence entre le courant mesuré et sa consigne excède un seuil prédéfini. Cette fonction est simplement réalisée par une bascule RS dans laquelle entrent la mesure du courant de phase et sa référence.

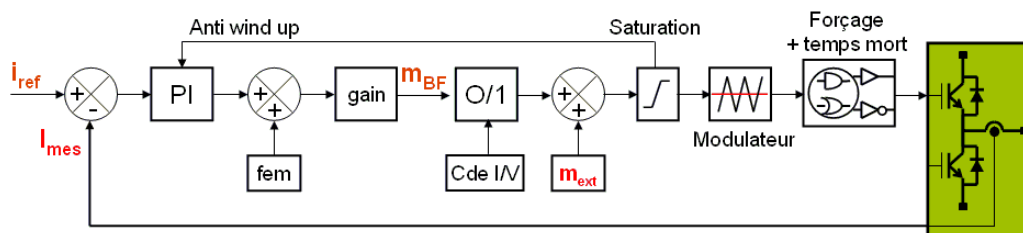


figure I.31 : schéma bloc de la boucle de courant et des fonctionnalités imbriquées dans le modèle MLI

D'autres fonctionnalités imbriquées sont communes à chacun de ces deux modèles.

- L'état des transistors peut être forcé en appliquant un signal logique sur une entrée externe qui permet, via un bloc logique, de modifier éventuellement l'ordre de commande du transistor. Ainsi il est possible de simuler artificiellement un défaut de commande ou la défaillance physique d'un transistor de type haute impédance ou basse impédance.

- D'autre part, le "temps mort" est modélisé via une porte logique. En effet, la mise en œuvre d'un bras d'onduleur requiert l'introduction d'un temps de garde entre l'ouverture d'un transistor et la fermeture du transistor adjacent, afin de disjoindre les commandes des deux interrupteurs de la cellule à l'échelle de la commutation et d'éviter ainsi une conduction simultanée des transistors.
- Enfin, il est possible de modéliser plus fidèlement le comportement d'une cellule commandée numériquement en passant la mesure et la référence de courant dans un bloc de filtrage-échantillonnage puis en introduisant un retard pur représentatif du temps de calcul. Pour une émulation plus rigoureuse, il convient de numériser également les correcteurs.

I.3.2.1.b Modèle moyen de cellule de commutation

Pour les simulations de longs profils de mission, il est proposé d'utiliser un modèle moyen de la brique MLI en remplaçant les interrupteurs (figure I.32) par des sources de courant et de tension (figure I.33). En supposant une conduction continue du courant dans la cellule, les valeurs moyennes sur une période de découpage T_d du courant dans les interrupteurs et de la tension à leurs bornes peut être déterminée à partir du rapport cyclique de conduction apparent α du transistor supérieur et des variables d'état.

Dans les relations suivantes, les chutes de tension aux bornes des composants sont négligées. Par contre, il est pris en compte l'effet du temps mort t_m , durant lequel la tension de sortie de la cellule dépend de la conduction de l'une des diodes de la cellule et donc du signe du courant de phase. Comme, pour les futures simulations, la durée du temps mort est toujours faible devant la période de découpage, l'hypothèse de conduction continue est valide.

$$\langle V_B \rangle = \left[\alpha - \frac{t_m}{T_d} \times \text{sgn}(i_{ph}) \right] \cdot V_{DC} \quad (I-1)$$

$$\langle i_{T1} \rangle = \left[\alpha - \frac{t_m}{T_d} \times \text{sgn}(i_{ph}) \right] \cdot i_{ph} \quad (I-2)$$

$$\langle i_{T2} \rangle = \left[\alpha - \frac{t_m}{T_d} \times \text{sgn}(i_{ph}) - 1 \right] \cdot i_{ph} \quad (I-3)$$

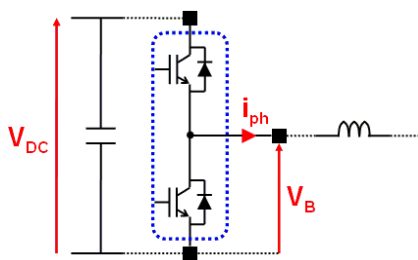


figure I.32 : modèle instantané de bras d'onduleur

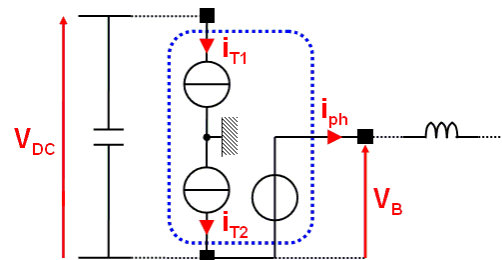


figure I.33 : modèle moyen de bras d'onduleur

Ces relations sont valides à condition que l'ondulation de courant à la période de découpage reste faible devant la valeur moyenne de ce courant. Ainsi, la puissance moyenne produite par les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur et les harmoniques du courant de phase de même fréquence est négligeable et le transfert de puissance n'en est pas affecté. La légitimité de cette approximation dépend donc de la nature et du dimensionnement de l'application considérée et elle devra être vérifiée pour chaque cas de simulation.

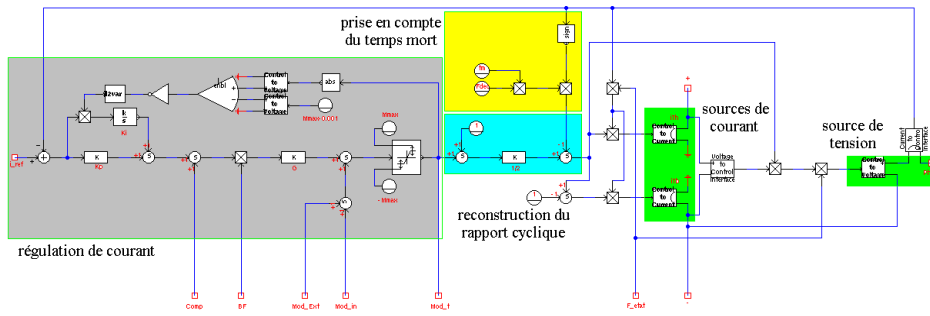


figure I.34 : schématique interne du modèle moyen MLI



figure I.35 : symbole du modèle moyen MLI

Les blocs fonctionnels de commande du modèle instantané sont également utilisés pour le modèle moyen (figure I.34). Pour remplacer le forçage des interrupteurs, une fonction d'état F_{etat} est introduite afin de décrire le fonctionnement de la cellule.

- $F_{\text{etat}}=1$ signifie que la cellule est connectée au bus continu et à la phase et qu'elle fonctionne normalement.
- $F_{\text{etat}}=0$ représente l'état déconnecté de la cellule : le courant est nul dans les sources raccordées au bus continu et la tension de sortie n'est pas définie puisqu'elle est alors imposée par la source en sortie. Dans cette condition, il est donc nécessaire de déconnecter le point milieu de la cellule de la charge, ce qui n'est pas contraignant car le modèle moyen n'a pas vocation à servir à l'étude des modes de défaut.

La validité du modèle moyen de la cellule est vérifiée par simulation puis comparaison des grandeurs électriques avec celles du modèle instantané. La figure I.36 montre l'évolution du courant de phase et le spectre de la tension de sortie de la cellule pour une simulation en onduleur monophasé sur charge RL. L'analyse spectrale (transformée de Fourier) montre que l'erreur sur le fondamental du courant de phase et celle sur le fondamental de tension de sortie sont faibles (<1%). Le modèle moyen a permis un gain de temps considérable : pour un profil d'une seconde, la durée de simulation est réduite de 310s à 3s.

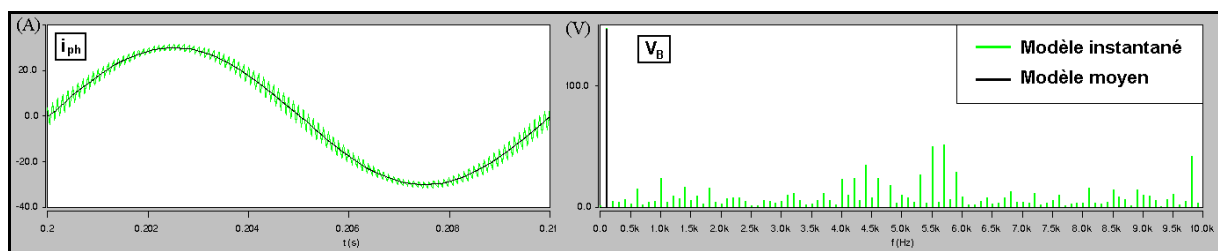


figure I.36 : comparaison des grandeurs de sortie des modèles instantané et moyen

I.3.2.1.c Modélisation de la puissance dissipée par les composants semi-conducteurs

Durant la conversion d'énergie, une partie de l'énergie électrique traitée par les semi-conducteurs est transformée en chaleur qui doit être évacuée. En électronique de puissance, les considérations thermiques sont primordiales car elles sont directement liées aux objectifs de fiabilité et de durée de vie requis pour les équipements et leur influence sur l'encombrement et la masse des convertisseurs est majeure. En particulier, dans le contexte

aéronautique, les contraintes de masse et les conditions environnementales peuvent être particulièrement sévères, comme dans le cas des EHA de surfaces de commandes de vol qui sont situés dans des zones étroites et non pressurisées.

Pour les études de simulation, un bloc fonctionnel modélisant de manière simplifiée les pertes des interrupteurs est intégré dans le modèle moyen de cellule de commutation (figure I.37). La puissance dissipée est estimée à partir de la composante basse fréquence du courant, en considérant comme précédemment que l'ondulation relative sur la période de découpage est faible. Même si cette hypothèse n'est pas vérifiée au voisinage du passage par zéro du courant, les conséquences sont négligeables puisque la puissance dissipée est alors quasiment nulle.

Les pertes dans les semi-conducteurs ont deux composantes.

- Les pertes par conduction dépendent des chutes de tension à leurs bornes et du courant qui les traverse. Les caractéristiques $I_c=f(V_{ce})$ des IGBT et $I_f=f(V_f)$ des diodes données par le fabricant sont entrées dans des tables croisées qui restituent la chute de tension à l'état passant en fonction de la valeur du courant. Puis les formules suivantes sont reconstruites analogiquement pour établir la puissance dissipée par conduction par chaque composant.

$$i_{ph} \geq 0 \begin{cases} P_{condIGBT1} = \alpha \cdot i_{ph} \cdot V_{ce}(i_{ph}) \\ P_{condD2} = (1-\alpha) \cdot i_{ph} \cdot V_f(i_{ph}) \end{cases} \quad (I-4)$$

$$i_{ph} < 0 \begin{cases} P_{condD1} = \alpha \cdot |i_{ph}| \cdot V_f(|i_{ph}|) \\ P_{condIGBT2} = (1-\alpha) \cdot |i_{ph}| \cdot V_{ce}(|i_{ph}|) \end{cases} \quad (I-5)$$

- Les pertes par commutation représentent l'énergie dissipée pendant les changements d'état et sont considérées proportionnelles à la fréquence de découpage. Les caractéristiques d'énergie dissipée à l'ouverture et à la fermeture en fonction de la valeur du courant qui sont délivrées par le fabricant sont également entrées dans des tables croisées. Ces caractéristiques sont valables pour une tension continue fixe (300V dans le cas traité). Pour une valeur de tension continue V_{DC} différente, la puissance dissipée est calculée en introduisant un rapport de proportionnalité, ce qui constitue une approximation valable tant que l'écart avec la tension continue de référence est peu important.

$$i_{ph} \geq 0 \begin{cases} P_{comIGBT1} = F_{dec} \cdot \frac{V_{DC}}{300} \cdot [E_{onIGBT}(i_{ph}) + E_{offIGBT}(i_{ph})] \\ P_{comD2} = F_{dec} \cdot \frac{V_{DC}}{300} \cdot E_{offD}(i_{ph}) \end{cases} \quad (I-6)$$

$$i_{ph} < 0 \begin{cases} P_{comIGBT2} = F_{dec} \cdot \frac{V_{DC}}{300} \cdot [E_{onIGBT}(|i_{ph}|) + E_{offIGBT}(|i_{ph}|)] \\ P_{comD1} = F_{dec} \cdot \frac{V_{DC}}{300} \cdot E_{offD}(|i_{ph}|) \end{cases} \quad (I-7)$$

Les caractéristiques utilisées proviennent du module EUPEC F4-150R06KL4 utilisé pour le volet expérimental de ces études ; elles sont données pour une température de jonction de 125°C, ce qui représente le cas le plus contraignant pour la puissance dissipée par les semi-conducteurs.

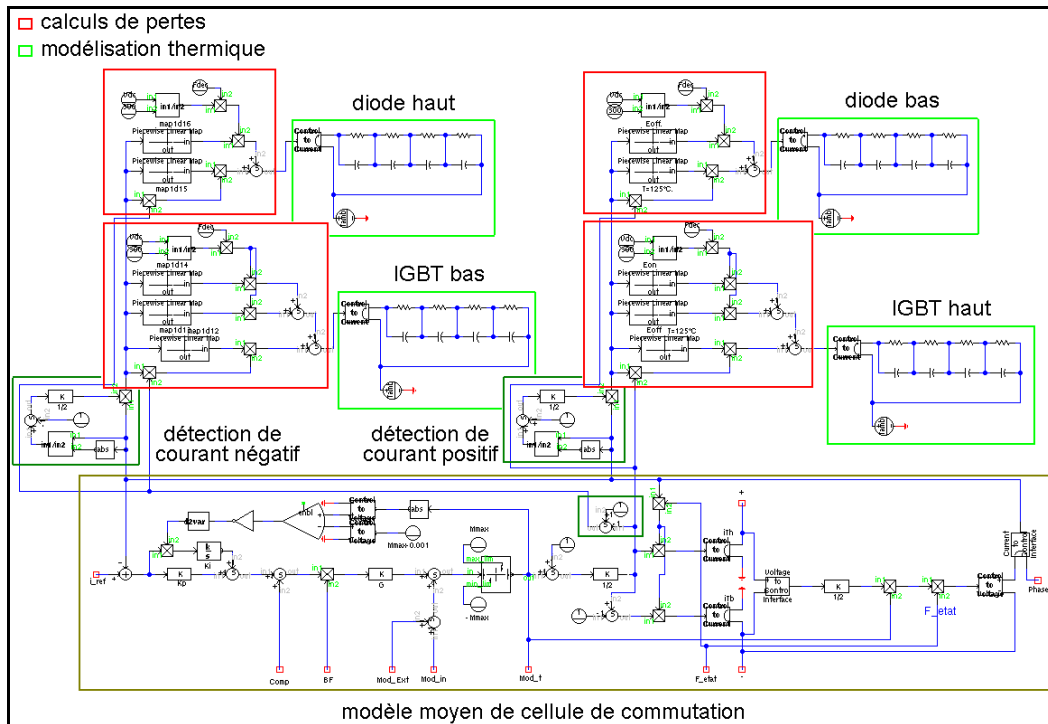


figure I.37 : modèle moyen de cellule de commutation avec calcul des pertes des composants et représentation des températures d'interface

I.3.2.1.d Modélisation du comportement thermique des composants semi-conducteurs

Par la suite, des estimations de dimensionnement thermique sur profil de mission vont être réalisées. Il est donc proposé de compléter le modèle précédent pour faire le lien entre la puissance dissipée par les composants semi-conducteurs et l'évolution des températures aux différentes interfaces.

Le dimensionnement thermique consiste à établir l'impédance thermique du dissipateur en fonction du profil de mission et de l'augmentation maximale de température entre le milieu ambiant et la jonction du semi-conducteur. Ainsi, l'assemblage des modules (figure I.38) et le dissipateur forment un réseau d'impédances thermiques. Un modèle thermique simplifié peut donc être représenté par un schéma électrique équivalent sous la forme d'une ligne de propagation de la chaleur ; la figure I.39 explicite le cas d'un module composé d'une diode et d'un IGBT monté sur un radiateur. Il est ainsi possible d'établir les variations de température aux interfaces physiques (puce, substrat, semelle, radiateur).

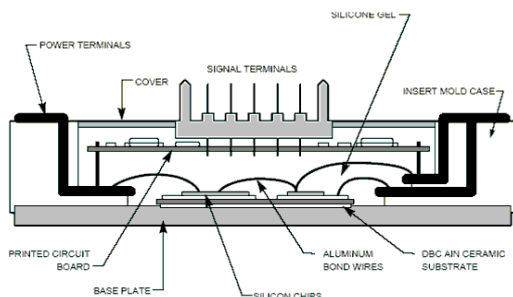


figure I.38 : structure d'un module de puissance

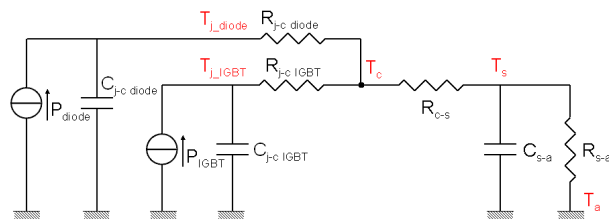


figure I.39 : modèle thermique d'un module IGBT-diode (T =température - j =jonction - c =boîtier - s =radiateur)

Un modèle électrique équivalent de nature différente est donné par le fabricant des modules de puissance utilisés. Il est constitué de cellules RC parallèles associées en série et ne correspond donc pas à une représentation physique intrinsèque de l'assemblage, mais plutôt à un "fittage" des paramètres pour caractériser l'impédance thermique du composant entre la jonction et le boîtier. Ainsi, pour la simulation thermique de puces d'un ou plusieurs modules montés sur un même dissipateur, une représentation hybride entre les modèles de Cauer et de Foster est adoptée ; le schéma électrique de la figure I.40 explicite le cas de deux puces d'un module monté sur un dissipateur.

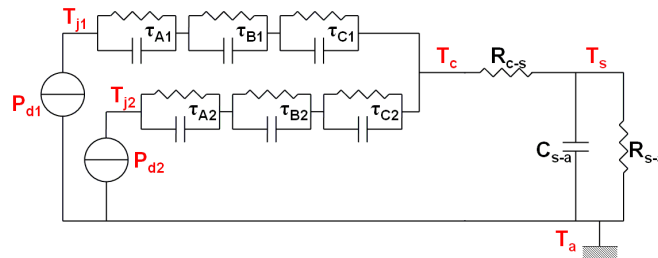


figure I.40 : modèle thermique de deux puces d'un module (P_d =puissance dissipée par une puce)

Par conséquent, en connaissant les impédances thermiques du système de refroidissement et du matériau d'interface, il est possible de simuler l'évolution de la température de jonction des composants (en valeur moyenne sur la période de découpage) en fonction du profil de mission de l'actionneur.

I.3.2.2 Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Comme les EHA sont logés dans les ailes, leurs exigences de compacité sont prépondérantes. La machine électrique employée est donc avantageusement de type MSAP. Cependant, les modèles de la bibliothèque SABER ne permettent pas de réaliser l'ensemble des configurations topologiques étudiées par la suite. Un modèle de MSAP à enroulements ouverts (6 bornes) a donc été développé au LEEI. Ses hypothèses de modélisation sont les suivantes :

- le phénomène d'amortissement au rotor est négligeable,
- la machine fonctionne en régime linéaire (circuit magnétique non saturé),
- les inductances sont constantes et ne dépendent pas de la position du rotor (machine magnétiquement lisse au rotor),
- la répartition spatiale du champ magnétique est considérée sinusoïdale (entrefer constant),
- il n'y a pas de courants induits au rotor (machine sans frettes conductrices).

Le fonctionnement de la machine est régi par les équations présentées ci-dessous. La vitesse de rotation Ω , proportionnelle à la pulsation électrique ω , est déduite de la position angulaire mécanique θ_m du rotor.

$$\Omega = \frac{d\theta_m}{dt} = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I-8})$$

Un flux magnétique est généré par les aimants.

$$\begin{cases} \Phi_A = \Phi_M \cdot \cos(p\theta_m) \\ \Phi_B = \Phi_M \cdot \cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_C = -\Phi_A - \Phi_B \end{cases} \quad (\text{I-9})$$

Dans les phases, les forces électromotrices résultant de la rotation du champ rotorique sont établies par dérivation temporelle du flux.

$$\begin{cases} e_A = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_M \cdot \sin(p\theta_m) \\ e_B = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_M \cdot \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_C = -e_A - e_B \end{cases} \quad (\text{I-10})$$

Les tensions différentielles aux bornes des enroulements s'écrivent :

$$\begin{cases} v_A = R_s \cdot i_{phA} + \frac{d(L \cdot i_{phA} + M \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phC})}{dt} + e_A \\ v_B = R_s \cdot i_{phB} + \frac{d(L \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phA} + M \cdot i_{phC})}{dt} + e_B \\ v_C = R_s \cdot i_{phC} + \frac{d(L \cdot i_{phC} + M \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phA})}{dt} + e_C \end{cases} \quad (\text{I-11})$$

L'inductance L est la somme de l'inductance propre L_p et de l'inductance de fuite L_f .

$$L = L_p + L_f \quad (\text{I-12})$$

Le couple électromagnétique C_{em} produit par la machine est fonction des courants circulant dans les phases.

$$C_{em} = p \cdot \Phi_M \cdot \left[i_{phA} \cdot \sin(p\theta_m) + i_{phB} \cdot \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{phC} \cdot \sin\left(p\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (\text{I-13})$$

Le couple utile instantané C_u appliqué à l'arbre moteur tient compte des frottements visqueux f_v de l'ensemble machine-pompe.

$$C_u = C_{em} - f_v \cdot \Omega - J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I-14})$$

Enfin, les paramètres à régler du modèle de MSAP sont récapitulés dans le tableau suivant.

R_s (Ω)	Résistance de bobine statorique
L (H)	Inductance d'une phase statorique
M (H)	Inductance mutuelle entre deux phases
Φ_m (Wb)	Valeur maximale du flux total des aimants dans une phase statorique
p	Nombre de paires de pôles
J (kg.m^2)	Inertie
f_v (N.m.s/rad)	Coefficient de frottements visqueux

Tableau I-3 : paramètres réglables du modèle de MSAP

I.3.2.3 Circuit hydraulique local

La pompe hydraulique est couplée directement à l'arbre du moteur. L'élément SABER modélise une pompe dont le débit Q de fluide est proportionnel à la vitesse de rotation, aux fuites près, et la pression ΔP générée évolue linéairement avec le couple. Les principaux paramètres de configuration sont recensés dans le tableau suivant.

D (m ³ /tr)	Cylindrée nominale
η_{hyd}	Rendement hydraulique
η_{meca}	Rendement mécanique
P_{nom} (Pa)	Pression nominale
N_{nom} (tr/min)	Vitesse angulaire nominale
μ_{nom} (N.s/m ²)	Coefficient de viscosité dynamique du fluide

Tableau I-4 : paramètres réglables du modèle de pompe hydraulique

Le vérin hydraulique double effet établit la force et la position de la tige du vérin en fonction de la pression exercée dans les chambres et du débit hydraulique. De plus, le circuit hydraulique comporte un dispositif pour limiter la pression : il est modélisé ici par deux valves en antiparallèle s'ouvrant en cas de trop forte pression, afin de laisser passer du fluide directement entre les deux lignes. Les paramètres des valves sont choisis afin que l'ouverture en fonction de la pression appliquée soit de type tout ou rien.

S_A, S_B (m ²)	Surfaces actives du piston
L_{sat} (m)	Course en butée du vérin
L_{init} (m)	Position initiale de la tige du vérin
k_r (N.s/m ²)	Raideur de la butée mécanique
P_{set} (Pa)	Pression d'ouverture de la valve
P_{delta} (Pa)	Pression supplémentaire pour une ouverture complète de la valve
$a_{\text{min}}/a_{\text{max}}$ (m ²)	Sections limites des conduits

Tableau I-5 : paramètres réglables du modèle de vérin hydraulique et du dispositif anti-surpresseur

Pour être représentatif du comportement physique de l'EHA, le paramétrage de ces modèles est influencé par différents phénomènes.

- Pour éviter d'introduire des composants supplémentaires, les pertes de puissance dans le vérin et dans la chaîne cinématique sont prises en compte dans le rendement mécanique de la pompe, dont la vocation première est de représenter les pertes de pression dans la pompe et les canalisations.
- De même, le rendement hydraulique intègre les fuites de la pompe et du vérin, ainsi que les pertes au niveau de la chaîne cinématique. Les fuites hydrauliques résultent de l'étanchéité imparfaite de la pompe, des fuites internes entre les deux chambres du vérin et des fuites externes à travers les joints. En réalité, deux niveaux de joint permettent de canaliser les fuites et de remettre le fluide en circuit. Pour cela, un accumulateur hydraulique recueille les fuites

externes de la pompe et du vérin et il fixe le mode commun de pression sur les deux chambres : en cas de nécessité, les clapets de gavage et anti-cavitation réinjectent du fluide dans le circuit principal. Le modèle ne prend pas en compte les cas où la pression de chaque chambre tombe en dessous du niveau de cavitation.

- En fonction de la température et de la pression, le coefficient de viscosité dynamique du fluide utilisé (Skydrol) peut varier de 3 décades. Cependant, pour le modèle de pompe, ce paramètre ne sert qu'à établir les fuites, c'est donc par rapport à ce critère que sa valeur doit être fixée.
- D'autre part, le rendement réel de ce type de pompe peut être plus élevé en fonctionnement moteur qu'en fonctionnement générateur, mais ce phénomène n'est pas représenté.

I.3.2.4 Chaîne cinématique

Le vérin déplace la gouverne par l'intermédiaire d'une timonerie mécanique solidaire de la gouverne. Il est considéré ici que la relation entre la position de la tige du vérin et celle de la gouverne est linéaire. Cette chaîne cinématique que constitue la charge mécanique de l'actionneur est modélisée par une masse m_G , qui est représentative de l'inertie J de la gouverne à travers le bras de levier B_L .

$$m_G = \frac{J}{B_L^2} \quad (I-15)$$

Quant au moment de charnière M_C , il applique sur la tige du vérin une force F_V .

$$F_V = \frac{M_C}{B_L} \quad (I-16)$$

Ces relations découlent des hypothèses suivantes :

- l'inertie du vérin est négligée devant celle de la gouverne,
- les variations de la longueur du bras de levier sont négligeables,
- la souplesse mécanique de la liaison entre la timonerie et la tige du vérin n'est pas prise en compte ; il en est de même pour la liaison entre le point d'ancrage du corps du vérin et la voilure de l'avion.

Lors de la présentation des architectures de commandes de vol (cf. I.1.2.2), il est apparu qu'au moins deux actionneurs sont couplés sur certaines surfaces de commandes de vol primaires. Par souci de simplicité, l'amortissement produit par une servocommande en parallèle n'est pas modélisé par des éléments physiques mais par des éléments de contrôle et une source d'effort. L'effet introduit par ce couplage sur l'actionneur actif est de la forme :

$$F_S = k_S \cdot V_V \cdot |V_V| \quad (I-17)$$

Les pertes bloc du circuit hydraulique ΔP_B , modélisées de la même manière, sont de la forme :

$$\Delta P_B = k_B \cdot Q \cdot |Q| \quad (I-18)$$

L'effort résultant est ramené au niveau du vérin en introduisant un nouveau coefficient k_B' .

$$F_B = k_B' \cdot V_V \cdot |V_V| \quad (I-19)$$

Enfin, les frottements secs du vérin sont considérés constants quelle que soit sa vitesse de déplacement, ils sont modélisés par une force supplémentaire F_F dont le signe est donné par le sens d'extension de la tige du vérin par rapport à la position initiale.

I.3.2.5 Commande de l'EHA

La commande de l'actionneur doit assurer l'asservissement de position du vérin afin d'imposer l'inclinaison de la gouverne. Ce mode de contrôle est réalisé par 3 boucles de régulation imbriquées. La boucle de position, la plus lente, comprend un correcteur qui compense simplement les pôles de la fonction de transfert du système en boucle ouverte (indice S) par une fonction du 2ème ordre (indice L).

$$C_L(p) = K_L \cdot \frac{\frac{1}{\omega_S^2} \cdot p^2 + 2 \cdot \frac{z_S}{\omega_S} \cdot p + 1}{\frac{1}{\omega_L^2} \cdot p^2 + 2 \cdot \frac{z_L}{\omega_L} \cdot p + 1} \quad (I-20)$$

La sortie de cette boucle délivre la consigne de la boucle de régulation de vitesse. Cette dernière détermine l'amplitude du courant de référence ; elle est réalisée simplement avec un correcteur de type proportionnel-intégral, en assimilant la machine à un système du premier ordre.

$$C_\Omega(p) = G_\Omega + \frac{1}{T_\Omega \cdot p} \quad (I-21)$$

Enfin, la boucle de régulation de courant, la plus rapide, achève l'autopilotage de la MSAP. Le mode de commande dépend du modèle de cellule employé (cf. I.3.2.1). Ces techniques de contrôle sont détaillées dans le cadre de la partie expérimentale de ce mémoire (chapitre III).

I.3.2.6 Validation du modèle physique d'EHA

Pour valider le modèle physique développé, sa concordance est vérifiée par rapport à un modèle existant, conçu sous formalisme Bond Graph dans le mémoire de thèse [LAN06-2] à partir d'un équipement de référence. Le profil de mission utilisé pour cette comparaison représente une manœuvre d'évitement de l'avion ; il est donc contraignant pour les parties électriques et mécaniques. La simulation de la figure I.41 est réalisée avec le modèle moyen de convertisseur, puisque le modèle Bond Graph original ne prend pas en compte les phénomènes liés aux commutations.

Les réponses des deux modèles sont semblables en régime permanent. La position de la gouverne est correctement asservie. L'évolution des grandeurs de la chaîne cinématique et de la partie hydraulique ne fait apparaître que de faibles disparités.

Lors des régimes transitoires, des écarts plus importants peuvent apparaître au niveau des grandeurs électriques. En effet, l'utilisation des composants de la bibliothèque SABER peut occasionner une limitation de la précision de représentation si leur niveau de détail est insuffisant. Par exemple, le rendement de la pompe est en réalité différent selon le sens de transfert de la puissance, mais le composant logiciel ne permet pas d'intégrer ce phénomène. Globalement, les écarts observés restent raisonnables étant donnée la différence de représentation entre les deux modèles. De plus, l'objectif essentiel de notre modèle est sa représentativité physique et il n'a pas vocation à établir une similitude parfaite avec l'original

en régime impulsionnel. Sinon, d'autres modèles originaux de composants physiques auraient pu être implémentés, comme l'a été celui de la MSAP.

Pour les études à suivre, l'intérêt majeur du modèle physique réside dans la simulation du convertisseur. La représentation diffère entre les deux modèles au niveau de l'étage de conversion électromagnétique car, dans le modèle Bond-Graph, l'ensemble onduleur-MSAP est représenté par un hacheur alimentant une machine à courant continu. De par la vocation du modèle physique, le fonctionnement de l'onduleur doit être caractérisé plus précisément sur les plans électrique et thermique. De plus, il doit permettre de simuler des modes d'alimentations moins conventionnels et d'observer les phénomènes hautes fréquences avec la version instantanée de cellule de commutation.

Sur la figure I.41, la puissance électrique évolue de façon similaire pour les deux modèles. Elle subit des fluctuations importantes au cours du profil de mission, ce qui confirme le fonctionnement fortement impulsionnel de l'actionneur. Ponctuellement, lorsque des changements de position brusques sont imposés à la gouverne, la force que doit appliquer le vérin impose un fort afflux de puissance. Lorsque la gouverne doit être freinée à cause de son inertie ou de la force aérodynamique qui lui est appliquée, la puissance est renvoyée par l'ensemble onduleur-machine sur le bus continu où elle occasionne une élévation de la tension, puis elle est éventuellement dissipée par un hacheur rhéostatique. Au contraire, lorsque la position ne varie pas pendant un certain temps, il peut être observé que la machine ne fournit de l'énergie que pour fournir le couple antagoniste. Sa vitesse de rotation est alors quasiment nulle, ce qui traduit de faibles fuites hydrauliques, et la puissance prélevée sur le réseau est donc faible.

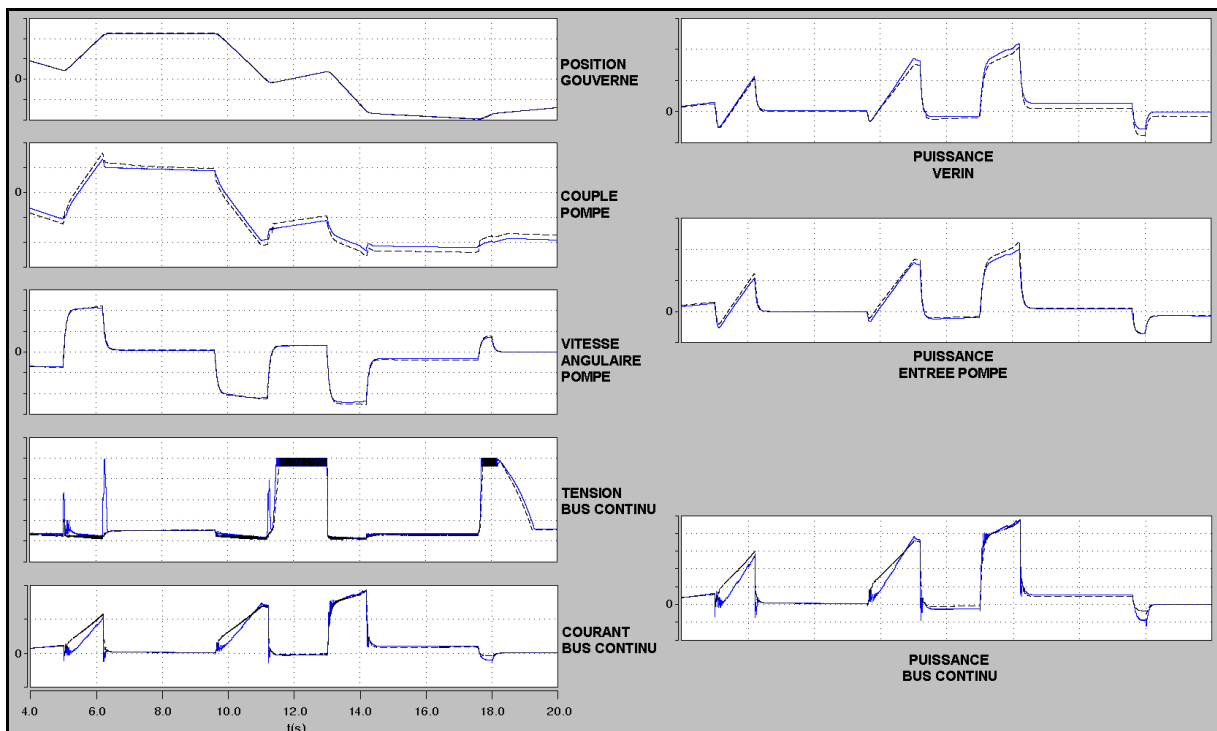


figure I.41 : comparaison du modèle physique (traits bleus) et du modèle Bond Graph (pointillés noirs)

En conclusion, le modèle physique établi est satisfaisant puisqu'il est suffisamment représentatif du fonctionnement de l'EHA et il est adapté aux études à mener.

- Tout d'abord, la convergence du solveur est assurée malgré la difficulté que constitue une telle association d'éléments hétérogènes.
- Il donne des résultats proches du modèle Bond Graph de référence et il offre en outre une modélisation précise des convertisseurs et une visualisation directe des phénomènes physiques.
- La modularité et les fonctionnalités des modèles imbriqués de cellules de commutation facilitent grandement la mise en œuvre de topologies de convertisseurs différentes et la réutilisation de ces modèles est aisée.
- Pour le profil représenté plus haut, la durée de simulation du modèle physique a été majorée de 260% par rapport à celle du modèle Bond Graph. Cela n'est pas très pénalisant puisque pour les études effectuées les profils de mission restent courts (<20s) et les temps de calculs n'excèdent pas quelques minutes.
- D'autre part, ce modèle est évolutif et il peut encore être complexifié pour améliorer sa précision ou représenter des phénomènes supplémentaires.
- Enfin, comme la base convertisseur-machine est commune aux différentes applications considérées, le modèle est rapidement modifiable pour simuler des applications moins complexes, comme par exemple des ventilateurs ou des pompes.

Chapitre II

Topologies d'onduleur à tolérance de panne

II.1 Sûreté de fonctionnement : fiabilité et disponibilité

La criticité d'un organe ou d'une fonction exprime le niveau de gravité que présentent les conséquences de ses modes de défaut et de son indisponibilité pour le fonctionnement de l'avion. La conception de la sûreté de fonctionnement définit donc en particulier la fiabilité des systèmes par rapport à leur niveau de criticité, ce qui peut être visualisé schématiquement par la position sur la courbe de Farmer (figure II.1).

Ainsi, pour des systèmes fortement critiques, une fiabilité élevée n'est pas toujours suffisante et il est alors nécessaire de pouvoir maintenir, en cas de panne, la disponibilité de la fonction réalisée. Cette tolérance de panne implique une redondance fonctionnelle ainsi que la capacité à assurer la mise en sécurité par confinement des défauts. Cela se traduit notamment par un partitionnement fonctionnel et une ségrégation structurelle et technologique des équipements au sein de l'architecture de l'avion.

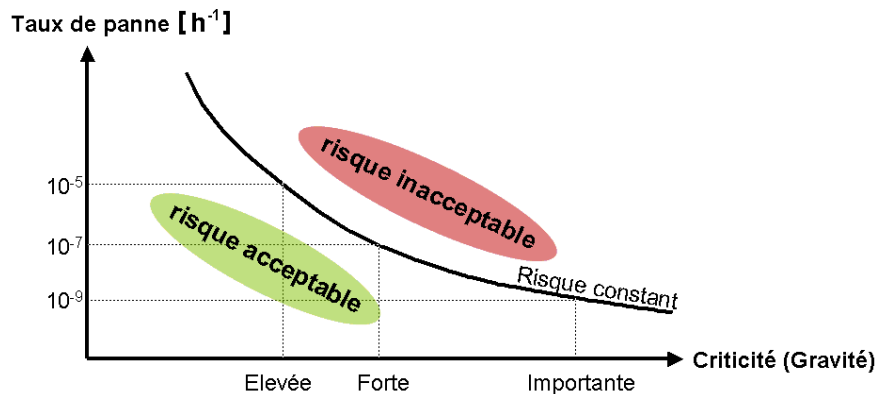


figure II.1 : courbe de Farmer

La démocratisation de l'électronique de puissance au sein des réseaux de bord concerne de nombreux systèmes, avec des degrés de criticité différents. La démarche dans laquelle s'inscrit ce travail de thèse est de mettre en œuvre des architectures d'électronique de puissance à partir d'éléments de conversion génériques et modulaires, ce qui peut avoir une influence favorable sur la sûreté de fonctionnement. En effet, la standardisation de ces éléments est un vecteur d'amélioration de la maîtrise de leur fiabilité. D'autre part, la modularité amène une prédisposition à la redondance, qui peut être exploitée pour améliorer la disponibilité opérationnelle par la tolérance de panne. Cette approche constitue un complément ou une alternative aux principes de conception classiques, pour lesquels la fiabilité des systèmes à haute criticité est obtenue à l'aide de coefficients de sécurité élevés et de redondances passives [ERT02], ce qui peut s'avérer pénalisant en termes de masse, de volume et de coût.

Pour les convertisseurs de puissance, les calculs de fiabilité sont nettement plus "délicats" que sur des cartes électroniques, en raison de la grande diversité technologique des éléments qui les composent, de leurs conditions d'usage et de la grande variabilité des contraintes environnementales. Ainsi, les méthodes d'analyse fonctionnelle telles que l'AMDEC (Analyse des Modes de Défaillance, de leurs Effets et de leurs Criticités) sont plus appropriées à l'étude d'un système que ne le sont les diagrammes de fiabilité reposant sur la notion de taux de défaillance (λ), qui est à utiliser avec précaution en électronique de

puissance. Les données de fiabilité [RDF00] [MIL91] sont donc utilisées préférentiellement en valeur relative à des fins de comparaison et non pas en valeur absolue.

Dans le cadre de cette étude, les convertisseurs statiques sont majoritairement présents dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable. Les données de fiabilité issues de la littérature justifient le périmètre envisagé pour la mise en œuvre de la tolérance de panne. En effet, pour les applications de variation de vitesse dans la gamme 10kW-100kW, les machines industrielles ont un taux de panne de l'ordre de $7.10^{-6}/h$ [TAV99]. Quant au taux de défaillance d'une cellule de commutation d'onduleur à IGBT avec sa commande rapprochée, il est estimé que sa valeur approchée est de l'ordre de $10^{-5}/h$ dans les conditions de fonctionnement envisagées¹. De plus, les retours d'expérience issus de l'industrie sur les variateurs de moyenne puissance confirment que l'essentiel des défauts d'un système convertisseur-moteur survient au niveau du convertisseur avec sa commande [THO95] [HAN97].

La plupart des applications recensées dans le premier chapitre comportent un redresseur passif, de type pont de diodes hexaphasé ou dodécaphasé (figure II.2), qui a certainement une fiabilité élevée en comparaison de celle de l'onduleur. Ainsi ce dernier constitue le sous-système le plus sensible du point de vue de la fiabilité et il est donc celui auquel la tolérance de panne est la plus profitable.

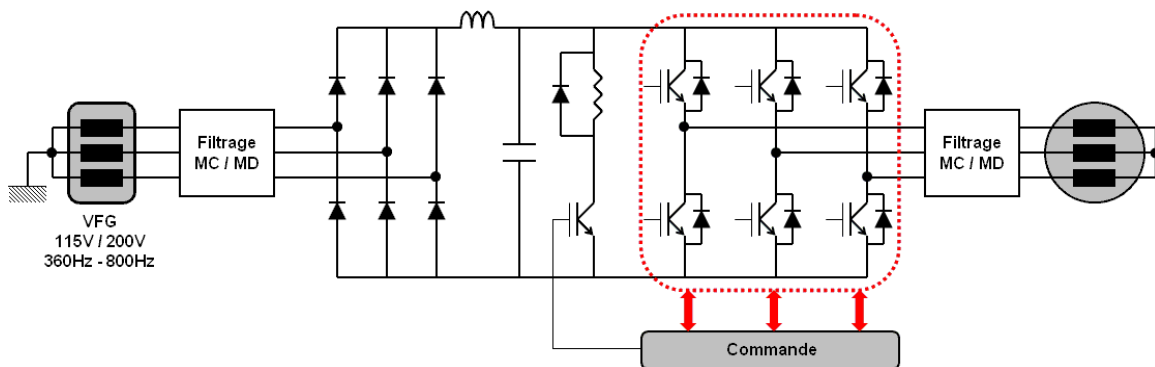


figure II.2 : topologie classique de convertisseur statique pour variation de vitesse

A partir de ces constats, ce chapitre décrit différentes topologies d'onduleur reconfigurables compatibles avec l'approche de module de conversion générique. Les principes évoqués y sont illustrés par des simulations effectuées avec le modèle d'EHA. Pour envisager cette tolérance de panne, il faut d'abord identifier les modes de défaut de l'onduleur. Les fonctionnements anormaux vont donc être commentés afin de définir les moyens de diagnostic et les fonctionnements post-défaillance.

¹ Les données classiques montrent en effet une évolution approximative d'une décade par technologie : de l'ordre de 10^{-9} - $10^{-8}/h$ pour un transistor petit signal, 10^{-8} - $10^{-7}/h$ pour un transistor faible puissance, 10^{-7} - $10^{-6}/h$ pour un transistor de puissance, 10^{-6} - $10^{-5}/h$ pour un transistor de puissance avec sa commande rapprochée.

II.2 Modes de défaut du convertisseur

II.2.1 Défauts et défaillances internes à l'onduleur

Un défaut (ou une imperfection) est caractérisé par une altération du fonctionnement partielle ou globale, temporaire ou permanente, pouvant être réparable ou corrigée tant que l'intégrité des composants n'en est pas affectée. Au sein de l'onduleur, les défauts les plus communs et les plus critiques concernent majoritairement la commande des transistors. A l'inverse, une défaillance traduit la perte irréversible du fonctionnement d'un composant. Elle peut résulter d'une dégradation causée par une contrainte électrique, thermique ou mécanique trop forte ; son origine peut être interne et liée au fonctionnement même, ou externe et liée à l'environnement ou à un usage hors spécification [RIC04]. En particulier, un défaut de commande répété peut induire la défaillance d'un transistor.

Le mécanisme de défaillance et la technologie des composants déterminent le comportement électrique post-défaillance du transistor. Le mode de défaillance peut être un état de faible impédance de la puce, à cause par exemple d'un dépassement de l'aire de sécurité du composant, d'une rupture diélectrique, du rayonnement cosmique, de l'électromigration ou sous l'effet du cyclage thermique. Dans un second mode de défaillance, la puce peut se trouver dans un état de haute impédance, en particulier dans le cas d'un défaut de driver, de connectique ou d'une défaillance de grille. Un arbre de défaillance issu de l'AMDEC établie par [VAL03] synthétise les modes de défaillance d'une cellule de commutation à IGBT (figure II.3).

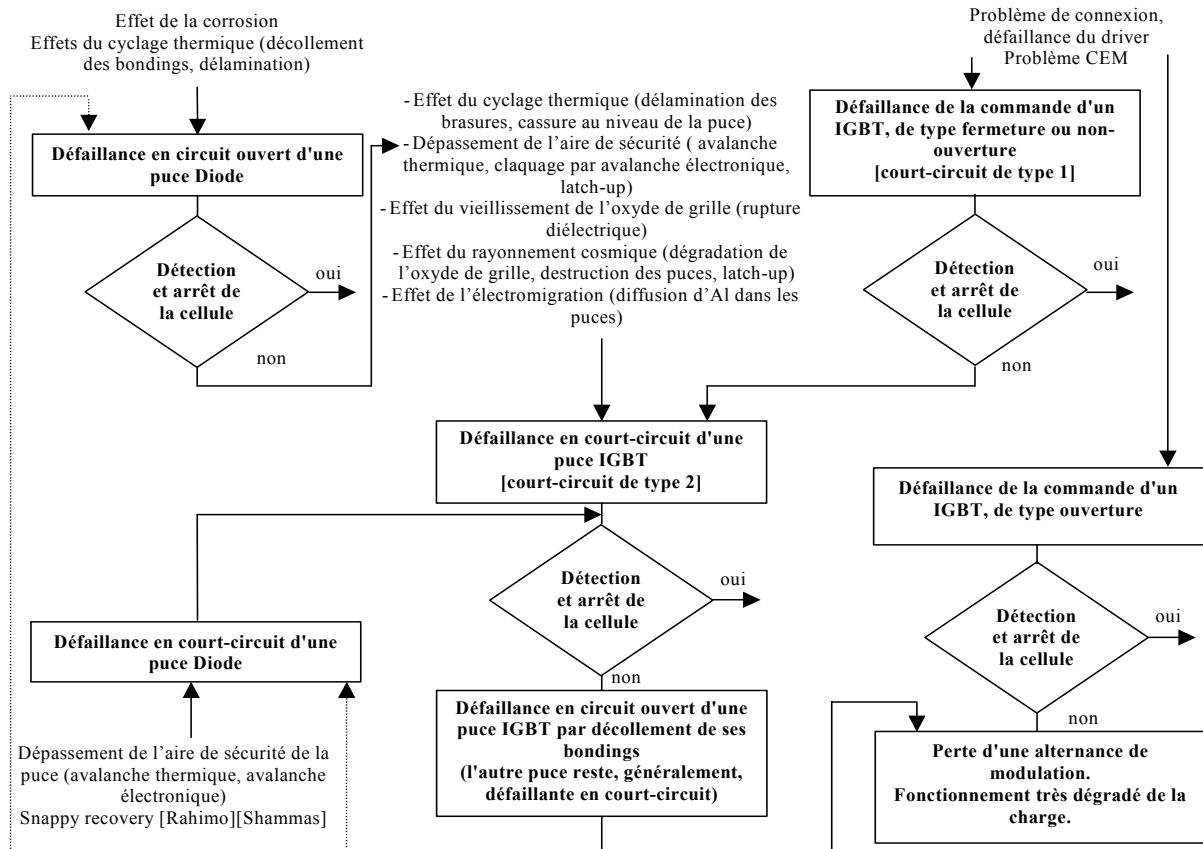


figure II.3 : arbre de défaillance d'une cellule de commutation à IGBT [VAL03]

Dans le cadre de l'application traitée, les conséquences des modes de défaillance évoqués sont analysées par simulation ci-dessous. Seules les pannes simples sont considérées, hormis le défaut asymétrique croisé. Au niveau de la machine, il est supposé qu'après le défaut les phases restent équilibrées et le flux sinusoïdal.

II.2.1.1 Défaillance de type "haute impédance" d'un transistor

Le maintien à l'état ouvert d'un transistor, dû par exemple à une défaillance de grille, entraîne une perte de réversibilité en courant de l'interrupteur et se manifeste en mode onduleur par la perte d'une alternance du courant de phase, qui est alors unipolaire et non sinusoïdal. Ainsi, dans le cas où le transistor supérieur d'une cellule reste ouvert (figure II.4) et que le courant dans la phase correspondante est positif, la phase de la MSAP reste connectée au potentiel négatif du bus par la diode du bas. Dans le cas d'une commande MLI avec correcteur PI et anti-windup, le courant de phase diminue alors jusqu'à s'annuler tandis que l'erreur de courant du régulateur augmente jusqu'à saturer la modulante à sa valeur supérieure. Le courant de phase reste donc nul tant que la référence de courant est positive, puis, lorsque le courant de phase change de signe, le transistor défaillant n'intervient plus dans la modulation et le courant peut alors être contrôlé. Que la commande du convertisseur soit effectuée avec un correcteur ou par hystérésis, les conséquences sont semblables : le courant dans la phase concernée est ainsi quasiment nul durant la moitié de la période de modulation et, comme le neutre est isolé, les courants dans les deux autres phases sont également déformés (figure II.5) et les modulantes sont saturées. La distorsion importante des courants se traduit par une puissance fluctuante significative et elle implique, pour une même puissance mécanique fournie, une augmentation du courant efficace par rapport au régime normal puisque les harmoniques résultants ne génèrent que des pertes.

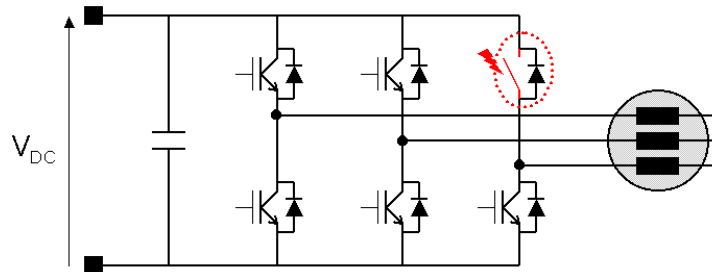


figure II.4: défaillance de type haute impédance d'un transistor

Le régime dégradé se manifeste sur le plan mécanique par une pulsation du couple de la machine à la fréquence électrique de celle-ci. La valeur crête du couple se trouve augmentée d'environ 60% par rapport à la valeur nominale dans le cas simulé.

De par l'inertie importante du système, l'asservissement de position du vérin n'est pas perturbé. Cependant les vibrations résultantes peuvent être préjudiciables et induire un vieillissement accéléré des éléments mécaniques pour un fonctionnement de longue durée. D'autre part cela génère une ondulation de vitesse qui peut introduire des harmoniques basses fréquences dans les références de courant, à l'origine de pertes supplémentaires et éventuellement d'une résonance mécanique.

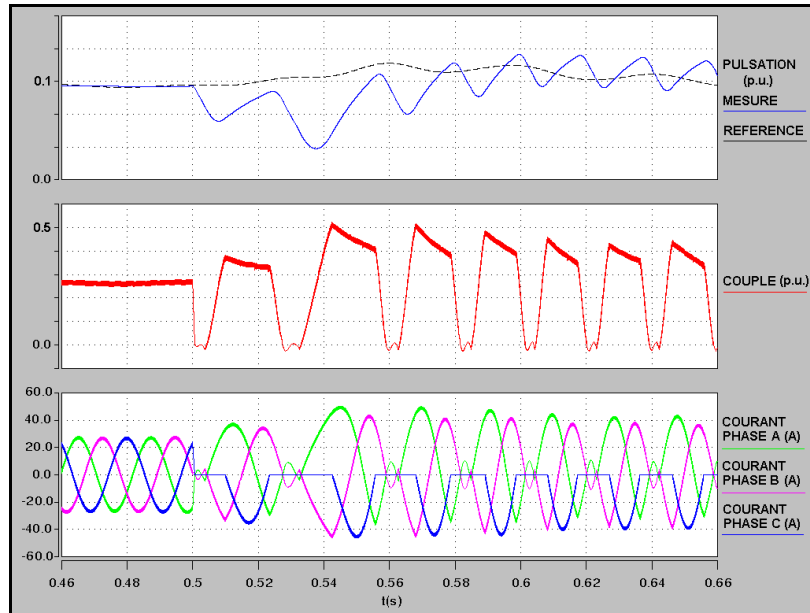


figure II.5 : simulation sur une chaîne EHA d'une défaillance de type haute impédance d'un transistor

Dans de nombreuses applications de variation de vitesse, la machine peut être entraînée par défluxage (*field-weakening operation*) à des vitesses supérieures à la valeur maximale Ω_{nom} obtenue dans la région linéaire de commande. La relation suivante correspond à une surmodulation par injection d'harmonique 3 et elle ne tient pas compte des différentes chutes de tension.

$$\Omega_{nom} = \frac{(2\alpha_{max} - 1) \cdot V_{DC}}{\sqrt{3} \cdot p \cdot \Phi_m} \quad (II-1)$$

La défaillance d'un transistor de type haute impédance a été décrite dans [BIA96]. Si elle survient dans cette plage de fonctionnement "haute vitesse", les forces électromotrices produites par la machine prennent des valeurs élevées et leur combinaison peut être supérieure à la tension continue du bus. Le courant dans la phase en défaut est alors bipolaire : si la distorsion des courants peut s'en trouver réduite, les ondulations de couple vont être encore davantage amplifiées.

II.2.1.2 Défaillance de type "haute impédance" des deux transistors d'une cellule de commutation

Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux transistors restant ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation (figure II.6) ; la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. La dégradation des formes d'onde des courants est encore accrue par rapport au cas précédent (figure II.7). Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase : ce mode de défaut est donc assez semblable au cas de l'ouverture d'une phase de la machine. Le couple présente une ondulation à fréquence double de la fréquence électrique dont l'amplitude est encore supérieure à celle du mode de défaut précédent.

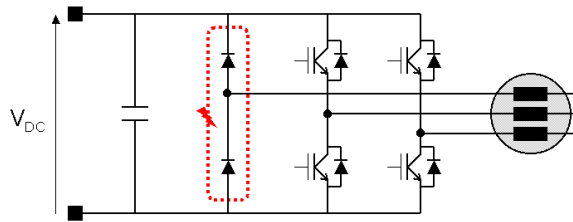


figure II.6 : défaillance de type haute impédance des deux transistors d'un bras

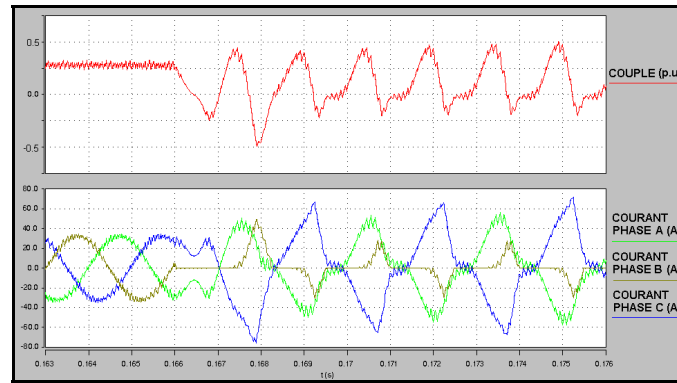


figure II.7 : simulation d'une défaillance de type haute impédance des deux transistors d'un bras

Si la défaillance survient à haute vitesse, la durée de conduction des diodes se trouve augmentée. Comme les diodes restituent de l'énergie vers le bus continu, la valeur moyenne du couple produit s'en trouve réduite.

II.2.1.3 Défaillance de type "haute impédance" de l'ensemble des transistors

Ce mode de défaut correspond en particulier à la perte de la commande du convertisseur. S'il survient dans la plage de fonctionnement à couple constant de l'actionneur, les courants s'annulent et le couple électromagnétique également (figure II.8), à condition que la tension continue reste imposée par le réseau. La fonctionnalité du convertisseur est perdue et dans le cas d'un EHA de surface de commandes de vol l'actionneur passe en mode passif.

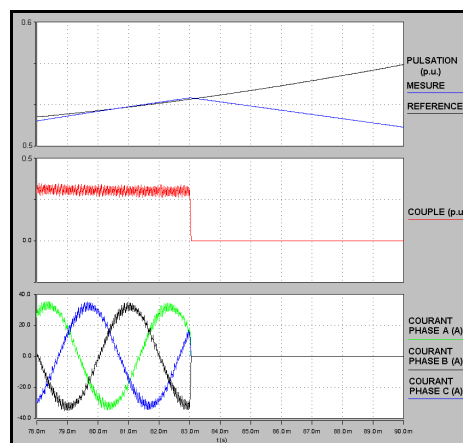


figure II.8 : ouverture de l'ensemble des transistors

Cependant, si le défaut survient à haute vitesse, la combinaison des forces électromotrices peut être supérieure à la tension du bus continu et alors la restitution d'énergie

de la machine vers le bus continu est possible : le convertisseur fonctionne en pont de diodes triphasé. Pour l'application EHA considérée, le dimensionnement du hacheur résistif permet l'absorption de l'énergie générée. L'intensité des courants est d'autant plus élevée que la vitesse de rotation est grande et elle détermine la valeur du couple de freinage [JAH99] [LIA05]. Celui-ci s'annule dès que la vitesse de la machine repasse en dessous du seuil pour lequel les forces électromotrices entraînent la circulation de courant.

II.2.1.4 Défaillance de type "basse impédance" d'un transistor

Une défaillance physique ou une imperfection de commande d'un transistor résultant en un état de basse impédance est nettement plus critique car la cellule de commutation se trouve court-circuitée. S'il s'agit d'un défaut de commande, le courant dans les transistors augmente jusqu'à la désaturation de l'un d'entre eux (en quelques dizaines de nanosecondes) puis la fusion de la puce ou de sa connectique. Ce transistor se trouve alors définitivement en état de faible impédance. Sans intervention, le transistor encore actif subit le même phénomène et la cellule est définitivement court-circuitée. L'augmentation du courant n'est limitée que par l'inductance de la maille formée par la cellule avec le condensateur de filtrage (au plus quelques centaines de nH) et la résistance des composants défectueux (figure II.9) ; ainsi, le courant de court-circuit peut atteindre des amplitudes excessives. L'énergie libérée par le condensateur ($E = CV_{DC}^2 / 2$) doit être dissipée dans le silicium des semi-conducteurs et la connectique, ce qui peut entraîner une ouverture brutale de la connectique voire des boîtiers des IGBT ou de la connectique externe, ainsi que la propagation du défaut en amont de l'onduleur ou vers la charge.

Pour éviter ces conséquences préjudiciables pour le système et son environnement, la commande rapprochée de la cellule doit pouvoir réagir assez promptement (dans les 10 microsecondes qui suivent) lors de l'apparition du défaut pour ouvrir le transistor concerné ou le transistor adjacent avant la fusion des puces. Pour cela, les circuits drivers modernes intègrent généralement une détection de désaturation des transistors par mesure de la tension collecteur-émetteur ou, plus rarement, du courant.

Après une défaillance de type basse impédance d'un transistor, le transistor adjacent doit donc être bloqué : le défaut de bras est de type basse impédance asymétrique. Le courant dans la phase du bras en défaut devient incontrôlable car il existe deux chemins de court-circuit avec les diodes antiparallèles de même niveau que le transistor défectueux (figure II.10). Cet état est entretenu par les aimants en rotation qui engendrent des forces électromotrices servant de sources d'excitation. Selon la combinaison des forces électromotrices, il se crée des tensions positives aux bornes des diodes qui s'amorcent et autorisent alors la circulation des courants dans ces chemins. Le fonctionnement peut être qualifié de régime de court-circuit biphasé.

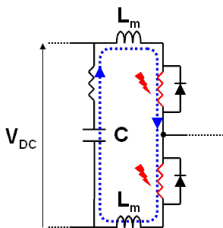


figure II.9 : défaut de court-circuit

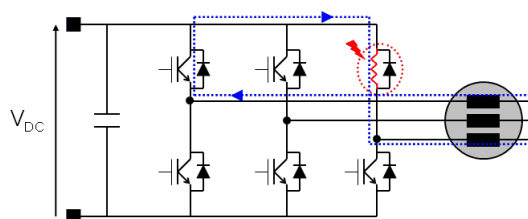


figure II.10 : défaut asymétrique de cellule de commutation
– représentation de l'un des chemins de court-circuit

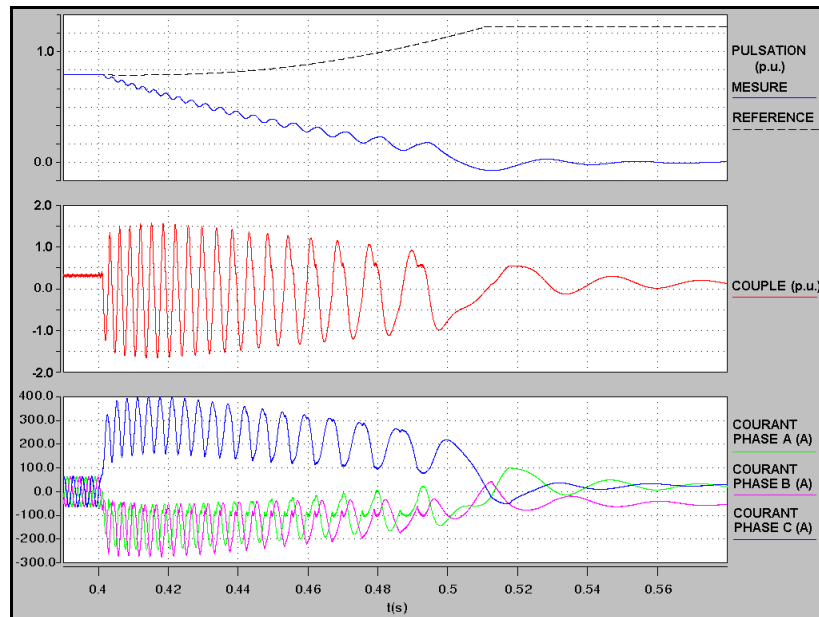


figure II.11 : impact d'un défaut asymétrique de cellule de commutation ($R_{def}=50m\Omega$)

La simulation de la figure II.11 représente cette situation. Lorsque survient la défaillance, la phase C est reliée au point chaud du bus continu. Comme son potentiel se trouve fixé, les commandes des autres bras ne permettent plus d'appliquer les tensions convenables. Il s'ensuit donc un régime dégradé durant lequel les consignes de courant ne sont plus suivies : les modulateurs des bras sains saturent à la butée supérieure, sauf lorsque les courants croisent ponctuellement les références et que la commande redevient alors brièvement effective. Cette reprise de commande intermittente contribue à maintenir la composante continue de courant qui s'est installée à l'établissement de ce régime de défaut.

En dehors des basses vitesses, l'amplitude d'oscillation des courants de défaut est principalement limitée par la valeur de l'inductance cyclique. Leur composante continue dépend de l'intermittence de la reprise de commande et elle est limitée avant tout par la résistance statorique. Les amplitudes des courants peuvent donc atteindre des valeurs élevées.

Les courants produisent un couple fortement oscillant et résistant en valeur moyenne qui freine la rotation de la machine. À mesure que la vitesse de rotation diminue, l'amplitude d'oscillation des courants diminue également car les composantes résistives influent davantage sur l'impédance statorique. En se rapprochant des références de courant, les termes délivrés par le régulateur sont plus faibles et cela contribue à la réduction des composantes continues des courants.

II.2.1.4.a Conséquences pour l'EHA considéré

Dans le cas de l'EHA, ce régime de défaut se traduit par une dérive de la position du vérin puisque les asservissements de vitesse et de position ne sont plus maîtrisés. Toutefois les ondulations mécaniques ne se répercutent pas sur la position du vérin, de par la forte inertie du système.

Ce mode de défaillance d'un transistor impose donc le blocage de l'onduleur mais cela ne suffit pas à isoler l'ensemble onduleur-machine puisqu'il subsiste un chemin de court-circuit avec les diodes antiparallèles (cf. II.7.2.1). Ainsi, le déplacement du vérin peut causer

la reprise de la rotation de la pompe et de la machine et les forces électromotrices induites entraînent alors la reprise du régime oscillatoire de court-circuit. Un amortissement important peut donc être généré, qui perturberait l'actionnement de la surface de vol par une servocommande en parallèle. Ce n'est de plus pas conforme au mode de dernier défaut de l'actionneur qui veut que la surface de vol soit laissée "au fil du vent". Pour éviter ces conséquences, l'EHA passe en mode passif, pour lequel un dispositif de by-pass hydraulique court-circuite les lignes hydrauliques du vérin et désolidarise la pompe. Ce dispositif permet ainsi de laisser le vérin libre de mouvement tout en isolant ce dernier de la machine, mais la fonction assurée par l'actionneur est alors perdue.

Pour envisager une continuité de service avec ce type de défaut, une solution consiste à intégrer des interrupteurs d'isolement dans l'onduleur (ou dans les enroulements de la machine) afin de confiner le défaut et de reconfigurer l'onduleur pour un fonctionnement secours. De plus, cela fournit un isolement électrique partiel ou total de l'ensemble onduleur-machine, ce qui permet en outre de laisser l'arbre moteur libre de rotation en mode de dernier défaut. Enfin, cela peut éviter aux différents composants de subir le régime de défaut dont les grandeurs électriques et mécaniques, élevées par rapport à celles du régime nominal, peuvent constituer des contraintes de dimensionnement supplémentaires.

II.2.1.4.b Conséquences pour d'autres types d'actionneur

L'évolution de la situation peut être différente selon la nature de l'actionneur. Dans le cas d'un équipement plus "rustique" tel qu'un ventilateur, le blocage de l'onduleur est suffisant pour assurer l'arrêt de la rotation de la machine à la fin du régime de défaut s'il n'y a pas de force extérieure suffisante pour entraîner la reprise de ce régime. S'il subsiste un flux d'air suffisant, le régime de défaut peut être maintenu et la présence de dispositifs d'isolement présente l'intérêt d'éviter toute perturbation aéraulique et d'éviter une dégradation due à la circulation des courants de court-circuit. Ces dispositifs permettent enfin d'envisager un fonctionnement post-défaillance et aussi éventuellement de s'affranchir du système prévu pour absorber l'énergie pouvant être renvoyée vers le bus continu en cas de défaut.

Dans le cas d'un actionneur de type EMA (Electromechanical Actuator), utilisable par exemple pour des commandes de vol secondaires, le mode de défaut considéré a des conséquences semblables. Les dispositifs d'isolement électrique permettent non seulement d'envisager une poursuite de fonctionnement post-défaillance, mais également d'assurer un mode de dernier défaut de type "arbre libre", qui est plus complexe et coûteux à mettre en œuvre par un moyen mécanique.

II.2.1.5 Défaut asymétrique croisé

Ce mode de défaut résulte de la défaillance de type "basse impédance" de deux transistors de niveaux différents. Ce cas de panne double est mentionné car il s'agit de la situation menant aux amplitudes de courant et de couple les plus élevées (figure II.12). Même si une continuité de fonctionnement n'est pas envisagée, l'intérêt du confinement du défaut est évident.

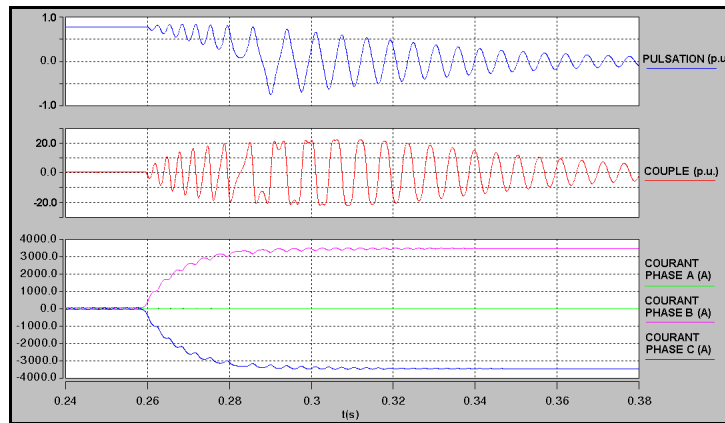


figure II.12 : défaut asymétrique croisé

II.2.2 Défauts externes à l'onduleur

Ce paragraphe ne constitue pas une étude exhaustive des défauts externes à l'onduleur ; seuls les plus représentatifs pour cette étude sont décrits afin d'évaluer les éventuels bénéfices fonctionnels d'un onduleur à tolérance de panne. En effet, même lorsque la continuité de service n'est plus possible, la capacité d'isolement peut encore être mise à profit.

II.2.2.1 Défaut de court-circuit du bus continu

La plupart des modes de défaut en amont de l'onduleur n'ont pas d'impact sur cette étude. Par exemple, les défauts au niveau du réseau ou la mise à la masse avion accidentelle de l'un des points du bus continu sont maîtrisés par les contacteurs en entrée de l'actionneur qui permettent de l'isoler.

Par contre, les conséquences d'un court-circuit du bus continu (figure II.13) concernent l'onduleur. Ses causes peuvent être diverses (défaut de connectique, défaillance d'un condensateur, des diodes du redresseur, etc.) et les conséquences sont semblables à celles d'un court-circuit de bras d'onduleur. Au niveau du réseau alternatif, les contacteurs de l'actionneur assurent l'isolement pour ne pas mettre en défaut la génération. Au niveau de l'ensemble onduleur-machine, la commande n'agit plus puisqu'aucune tension ne peut être appliquée aux phases de la machine. Les commentaires suivants concernent les cas où le défaut survient dans la plage de commande de la machine à couple constant, c'est-à-dire en dehors de la zone de défluxage.

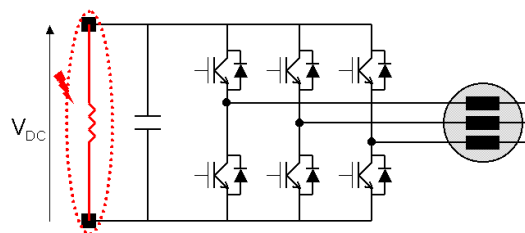


figure II.13 : défaut de court-circuit du bus continu

Le blocage de l'onduleur ne permet pas d'éviter la circulation des courants. Les simulations suivantes sont effectuées en réalisant l'ouverture des contacteurs et le blocage de l'onduleur immédiatement après l'apparition du défaut. Tout d'abord les courants dans les phases s'annulent, puis, dès que la tension continue devient inférieure au seuil déterminé par l'amplitude des forces électromotrices, l'onduleur fonctionne en pont de diodes triphasé (figure II.14). L'amplitude des courants de phase dépend alors de la valeur de la résistance de défaut ; elle peut donc être importante si cette dernière est faible. Les courants déterminent le couple de freinage qui ralentit la machine. L'arrêt de celle-ci marque la fin du régime de défaut.

Si la résistance de défaut est trop faible pour qu'une tension continue suffisante puisse être maintenue, il s'établit un régime de court-circuit pour lequel l'amplitude des courants est limitée par l'inductance cyclique L_c de la machine (figure II.15). La valeur maximale de l'ondulation est donnée par l'équation suivante, la résistance statorique n'intervenant de manière représentative qu'à plus faible vitesse.

$$\Delta I_{ph_cc} = \frac{\Phi_m}{L_c} \quad (II-2)$$

Il peut être observé que l'établissement du régime dégradé génère un déséquilibre transitoire des courants, dont les intensités sont alors portées à des valeurs encore supérieures. Enfin, ce régime de court-circuit se manifeste également par de fortes oscillations de couple.

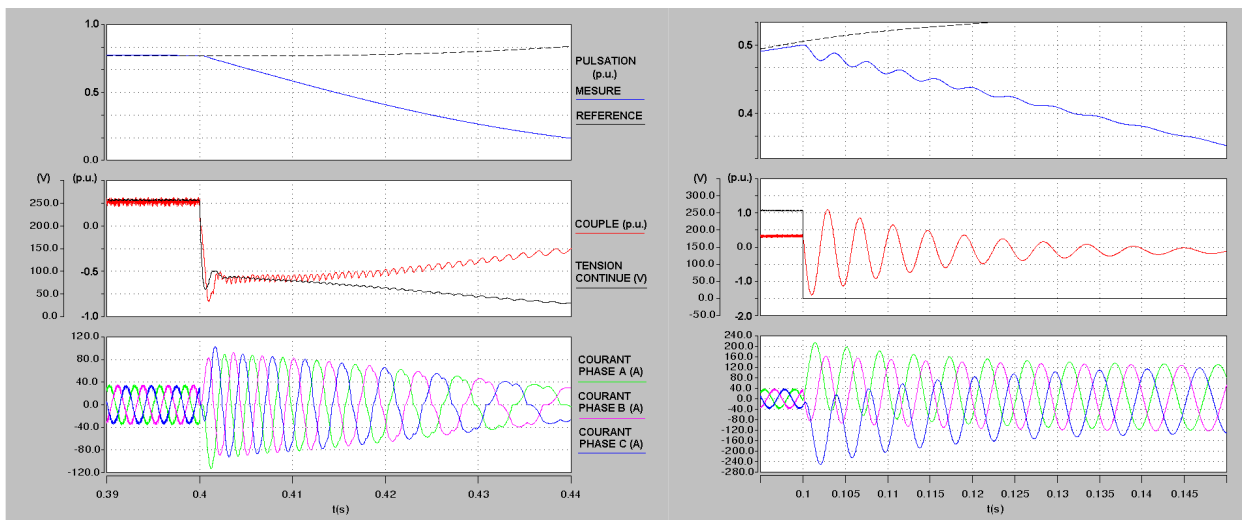


figure II.14 : simulation d'un défaut de court-circuit du bus continu ($R_{DC}=1\Omega$)

figure II.15 : simulation d'un défaut de court-circuit du bus continu ($R_{DC}=10m\Omega$)

En conclusion, ce régime de défaut met en jeu des amplitudes électriques et mécaniques élevées. De plus, comme il a été exposé précédemment, ce régime peut être maintenu de manière erratique si la machine continue à être entraînée en rotation. Si l'onduleur comprend des dispositifs d'isolement, cela permet de minimiser la durée du régime dégradé électromécanique, d'en empêcher la reprise et d'assurer le mode de défaillance ultime en arbre libre.

II.2.2.2 Défaut d'isolement d'une phase

Les modes de défaut relatifs aux machines synchrones ont fait l'objet de nombreuses études [NAN99] [ABD05]. Au niveau du rotor, leurs conséquences peuvent être notamment un défaut de magnétisation, une déformation ou une cassure de l'arbre. Les défauts affectant le stator peuvent résulter en l'ouverture d'une phase, un court-circuit partiel ou complet entre phases, un court-circuit avec la masse avion ou un défaut de roulement. Deux types de défaut représentatifs sont simulés pour en étudier l'impact sur la chaîne EHA.

Un défaut de court-circuit entre deux phases peut être causé par une abrasion de l'isolement entre enroulements, des décharges partielles ou des origines mécaniques. Il en résulte des amplitudes de courant de l'ordre du courant nominal et un couple fortement ondulatoire (figure II.16). Seul le dimensionnement de la machine limite le courant de court-circuit [SOO02], qui toutefois ne circule pas dans le convertisseur. Comme ce régime dégradé est auto-entretenu, il entraîne une perte de contrôlabilité de l'actionneur. Ce défaut, s'il est localisé dans la machine, ne peut donc être confiné avec les dispositifs d'isolement envisagés, sauf éventuellement s'ils sont disposés dans les enroulements de la machine. Dans le cas de l'EHA, seul le dispositif hydraulique permet d'isoler le vérin de la machine.

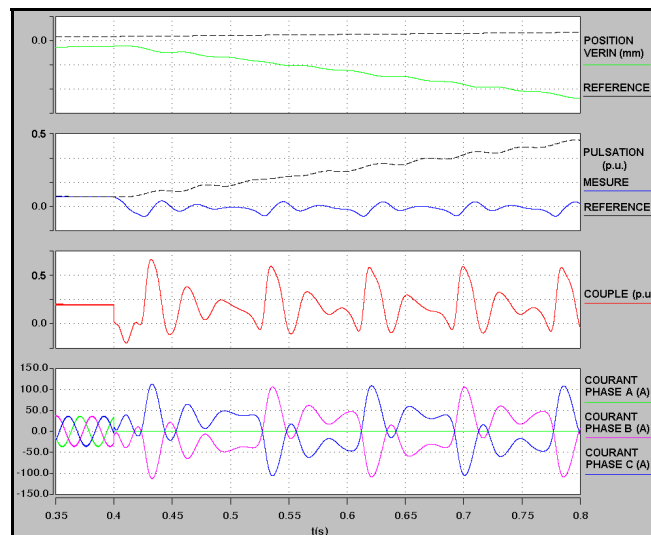


figure II.16 : simulation d'un défaut de court-circuit entre les phases B et C de la machine

En cas de mise à la masse accidentelle d'une phase de la machine, cette phase se trouve reliée au neutre du générateur, établissant ainsi un chemin de court-circuit à travers le convertisseur et l'impédance des filtres de mode différentiel et de mode commun (figure II.17). La perturbation de la commande de la machine est peu importante puisque les courants de phase sont régulés ; une légère distorsion est générée par l'ondulation de la tension continue (figure II.18). Par contre, des courants importants sont prélevés du réseau avec une distorsion élevée et un fort courant circule à travers le chemin de masse. En ouvrant les contacteurs de l'équipement, le défaut est confiné dans l'ensemble onduleur-machine et la perte de contrôlabilité de l'onduleur entraîne, en l'absence de reconfiguration de la commande, un régime dégradé avec des courants élevés et des ondulations de couple importantes. Il est alors possible de procéder au blocage de l'onduleur pour supprimer rapidement la circulation de courant. Si toutefois le défaut survient dans la plage de survitesse, le blocage de l'onduleur n'empêche plus la circulation de courant et l'isolement envisagé est alors profitable pour réduire la durée du régime de défaut.

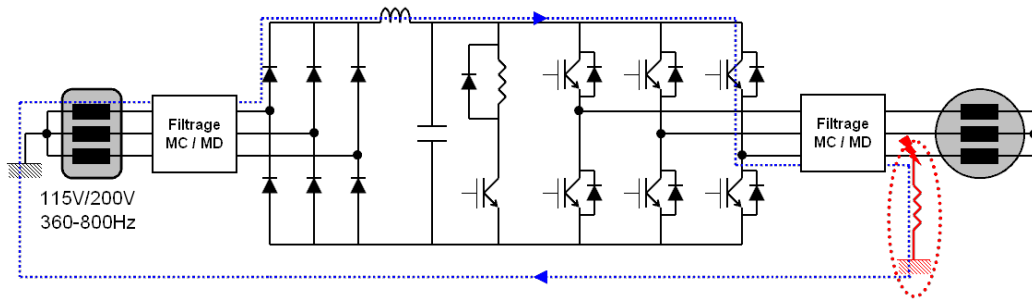


figure II.17 : défaut d'isolement d'une phase de la machine par rapport à la masse avion - représentation de l'un des chemins de court-circuit

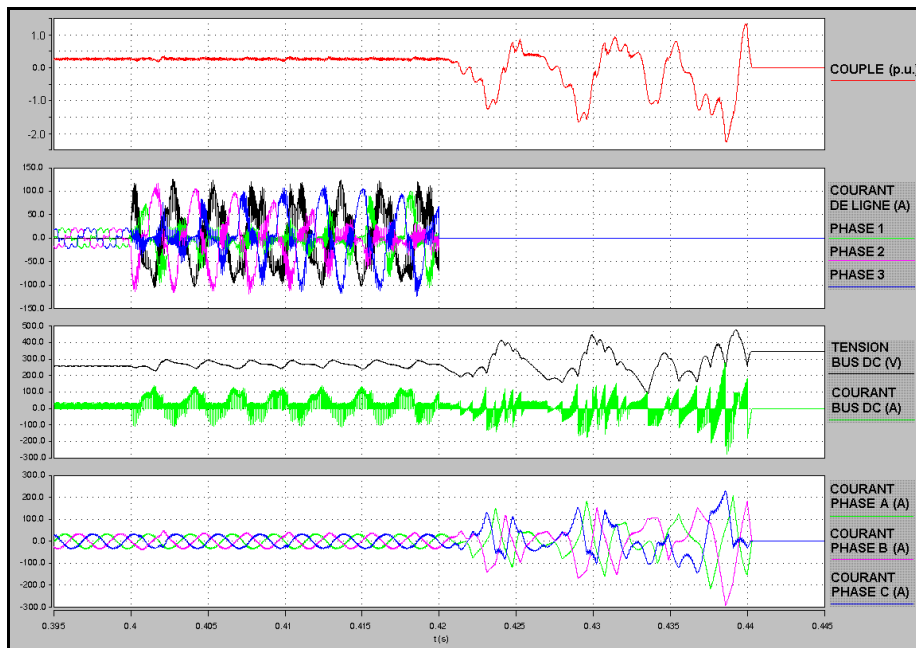


figure II.18 : simulation d'un défaut d'isolement d'une phase de la machine par rapport à la masse avion (régime normal – défaut à 0,40s – ouverture des contacteurs d'entrée à 0,42s – blocage de l'onduleur à 0,44s)

II.3 Isolement électrique des défauts

Le sous-chapitre précédent a mis en évidence les contraintes résultant de différents modes de défaut. En particulier, dans certains cas de court-circuit, le blocage des transistors n'est pas suffisant pour isoler électriquement l'ensemble onduleur-machine puisque la rotation des aimants de la machine entretient le régime de défaut. L'intérêt de dispositifs d'isolement appropriés a été montré pour la plupart des défauts, afin de réduire les régimes dégradés et éventuellement d'assurer le mode de défaillance ultime adéquat. Cela constitue également un moyen d'envisager une tolérance de panne en permettant la reconfiguration du convertisseur afin de poursuivre la mission.

II.3.1 Aspects technologiques

Pour pouvoir isoler totalement un bras d'onduleur de l'ensemble des potentiels environnants (masse avion, points chaud et froid du bus continu, phases de la machine), 3 dispositifs d'isolement sont nécessaires puisque cette cellule de commutation est un tripôle (figure II.19). Cette solution pénalise fortement les pertes et la compacité du convertisseur et elle semble donc contraignante pour la plupart des applications industrielles. Avec un nombre réduit de dispositifs (figure II.20, figure II.21 et figure II.22), l'isolement n'est que partiel, en particulier dans le cas du défaut d'isolement par rapport à la masse avion.

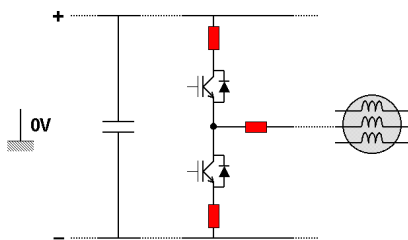


figure II.19 : 3 dispositifs d'isolement par cellule

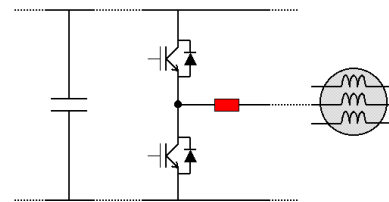


figure II.20 : 1 dispositif d'isolement par cellule

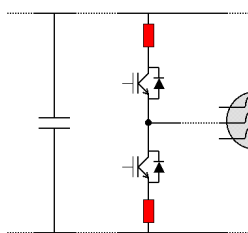


figure II.21 : 2 dispositifs d'isolement par cellule

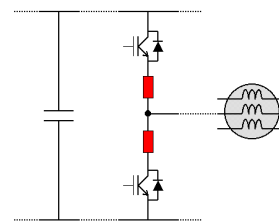


figure II.22 : 2 dispositifs d'isolement par cellule

Plusieurs technologies sont envisageables pour la réalisation de cette fonction. Dans la littérature, de nombreuses topologies utilisent des fusibles [WEL04-1]. Un exemple est représenté à la figure II.23. Chacun des deux condensateurs raccordés au bus continu est connecté à un thyristor par bras d'onduleur. Suite à la défaillance d'un ou deux transistors du même bras, l'amorçage des thyristors reliés à ce bras crée un court-circuit à travers le bus continu et l'énergie absorbée par les condensateurs permet l'ouverture des 2 fusibles et déconnecte ainsi la cellule de commutation du bus continu.

Les fusibles présentent cependant un certain nombre d'inconvénients, en particulier dans un contexte aéronautique.

- Tout d'abord, la plage de courant dans laquelle se produit la fusion est assez large, compte tenu des dispersions sur la température ambiante, l'état de vieillissement et les pertes Joule de ce type de composant. L'isolement électrique n'est donc pas parfaitement maîtrisé.
- De plus, la masse et le volume des condensateurs calibrés pour le stockage de l'énergie nécessaire à la fusion grèvent la compacité du convertisseur. Leur valeur est choisie pour avoir un transfert d'énergie suffisant en un temps assez court ; si les capacités mises en jeu sont trop faibles, le courant circule pendant un temps trop court pour atteindre les limites thermiques spécifiées pour le fusible et il ne s'ouvre donc pas. Une solution alternative utilisant une inductance à la place du condensateur est envisageable, mais elle est plus contraignante puisque le fusible doit avoir un pouvoir de coupure supérieur. De plus, elle est moins sécuritaire car, si le fusible ne s'ouvre pas, le courant court-circuit à travers le bus continu n'est limité que par l'inductance et la composante résistive des éléments en série.
- L'amplitude élevée du courant nécessaire à l'ouverture est une contrainte sur le dimensionnement des thyristors, même si la durée de conduction est courte et s'ils n'ont pas à conduire de courant après une éventuelle reconfiguration.
- D'autre part, en cas de surintensité, un arc électrique risque d'apparaître à leurs bornes, ce qui peut constituer un inconvénient.
- Enfin, lorsque les fusibles sont connectés au bus continu, ils vont augmenter l'inductance parasite des cellules de commutation et cela empire les surtensions vues par les interrupteurs lors des commutations et les problèmes de CEM.

Pour l'ensemble de ces raisons, il est choisi de mettre en œuvre des dispositifs d'isolement de technologie différente. Toutefois, il peut être noté que des travaux de recherche portent sur l'intégration d'éléments fusibles dédiés à une cellule de commutation [BER06].

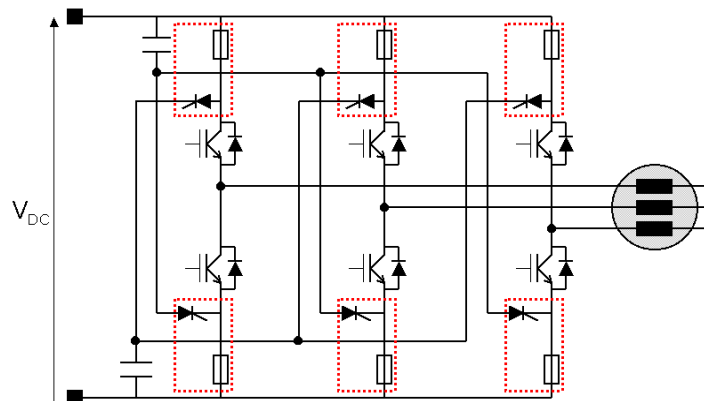


figure II.23 : topologie d'onduleur permettant l'isolement de cellules défectueuses à l'aide de fusibles

En ce qui concerne les disjoncteurs conventionnels, ils ont comme inconvénients principaux une masse et un volume conséquents, une dynamique lente impliquant un temps d'ouverture important et la création d'un arc électrique.

Dans une perspective d'intégration, permettant d'envisager à terme un gain de masse, de volume et de fiabilité, il semble préférable d'utiliser des semi-conducteurs pour réaliser

cette fonction d'isolement. De plus, la dynamique de l'interrupteur est alors suffisamment élevée pour permettre la déconnexion quasi-immédiate d'une cellule défaillante afin de limiter les régimes de défaut, ainsi qu'une reconfiguration suffisamment rapide pour minimiser le transitoire de couple. L'interrupteur électronique d'isolement doit être adapté à cet usage ; en particulier, comme il conduit le courant en permanence, il doit présenter les pertes par conduction les plus faibles possibles. Aujourd'hui, les semi-conducteurs de puissance commandables et bidirectionnels en tension présentant le minimum de chute de tension sont le thyristor et ses variantes (MCT notamment). Récemment, les IGBT à tenue en tension inverse (RB-IGBT, MBS, ...) sont très attractifs car leur chute de tension n'est que de 20 à 30% supérieure à celle des thyristors de même calibre, avec comme fonctionnalité supplémentaire la commande au blocage. Dans le cadre de cette étude, il n'est pas question de figer la structure de cet interrupteur ; par la suite, la symbolique IGBT est utilisée par défaut pour décrire un interrupteur commandable à l'amorçage et au blocage. Différentes structures sont envisageables selon la localisation des interrupteurs d'isolement ; elles sont examinées dans les paragraphes suivants.

II.3.2 Interrupteur d'isolement inséré sur la connexion à la machine

La solution la moins contraignante consiste à disposer l'interrupteur en série entre la cellule de commutation et la phase de la machine. Sur le schéma fonctionnel de la figure II.24, le dispositif S_1 représente l'interrupteur d'isolement et S_0 le dispositif de commande rapprochée et de surveillance de la cellule de commutation et de S_1 ; l'ensemble S_0 - S_1 forme une fonction disjoncteur électronique. L'interrupteur d'isolement doit être réversible en courant et en tension. Un dispositif d'écrêtage doit être introduit en parallèle de cet interrupteur pour éviter que l'énergie renvoyée par la machine soit dissipée dans les semi-conducteurs, ce qui risquerait de les endommager si la coupure ne s'effectue pas au passage par zéro du courant.

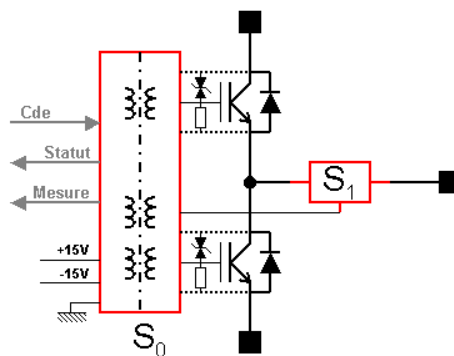


figure II.24 : schéma fonctionnel de la cellule de commutation avec interrupteur d'isolement et leur dispositif de commande rapprochée et de protection

Plusieurs solutions sont envisageables pour la réalisation de l'interrupteur 4 segments. L'utilisation d'une paire de thyristors en antiparallèle (figure II.25) se traduit par des pertes de conduction réduites. En contrepartie, au niveau de la CEM, l'immunité de commande d'un thyristor est inférieure à celle d'un transistor, ce qui nécessite des précautions de mise en œuvre pour éviter un blocage inopportun. De plus, après reconfiguration, les thyristors se voient appliquer la tension de découpage, pouvant occasionner des problèmes d'immunité supplémentaires. Comme les thyristors sont des composants à blocage naturel, cette solution n'est valable que dans la situation d'un courant de défaut intermittent avec un passage par

zéro. Comme cette condition n'est pas assurée dans tous les cas, des stratégies de reconfiguration adaptées seront envisagées par la suite (cf. II.7.2). D'autre part, ce composant est à fermeture commandée sous polarisation directe, il n'est donc pas naturellement réarmable et cela peut constituer une limitation pour certaines procédures de reconfiguration de topologies à tolérance de panne.

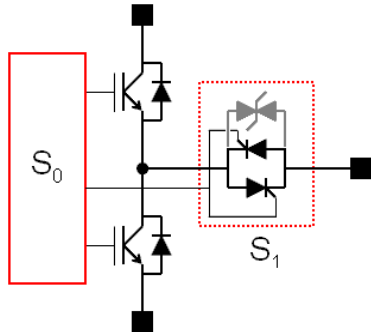


figure II.25 : interrupteur 4 segments bi-commande à base de thyristors

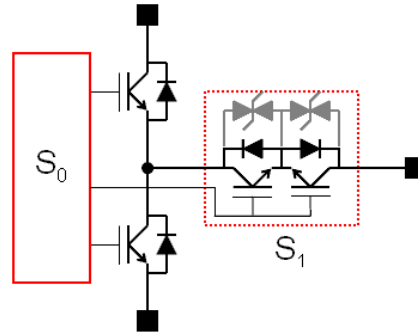


figure II.26 : interrupteur 4 segments mono-commande à base de transistors

Pour plus de flexibilité, une alternative consiste à utiliser un composant de type transistor, commandable à l'ouverture et à la fermeture, pouvant ainsi isoler un courant de défaut continu, positif ou négatif (figure II.26). Plusieurs configurations de dispositifs semi-conducteurs peuvent alors être adoptées (figure II.27).

- La solution de gauche, constituée de composants discrets, a l'avantage de ne nécessiter qu'une seule commande isolée mais ses pertes ne sont pas minimisées.
- Il existe une version intégrée de la configuration représentée au centre qui présente une chute de tension à l'état passant réduite, mais elle n'est pour l'instant produite que pour des calibres de courant et de tension plus faibles [GON05]. D'autre part elle présente l'inconvénient de nécessiter deux commandes isolées.
- Enfin, l'interrupteur "Vienna" de la solution de droite, fabriqué par IXYS, présente une chute de tension plus importante car il comporte davantage de composants en série et ceux-ci sont optimisés pour le découpage et non pour la conduction.

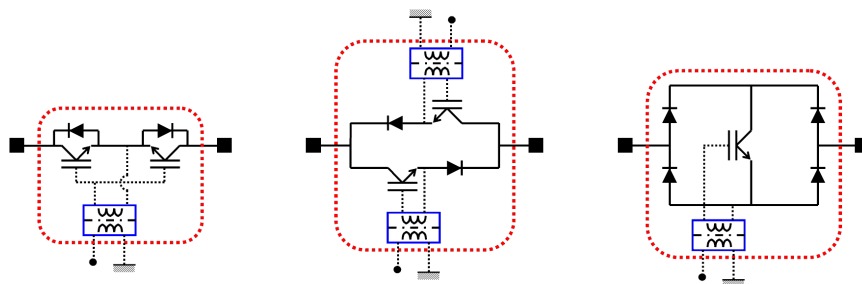


figure II.27 : configurations d'interrupteurs 4 segments à base de transistors

Compte tenu des composants disponibles, le compromis qui semble le plus satisfaisant réside dans la configuration de gauche, qui est mise en œuvre dans le cadre de la partie expérimentale. Il peut être remarqué, dans les applications d'alimentation de moteur envisagées, que l'interrupteur d'isolement doit pouvoir bloquer une tension double de celle du bus continu (sans défluxage) ; le calibre des semi-conducteurs est donc de 1200V, compte tenu des niveaux de tension actuels.

II.3.3 Interrupteurs d'isolement insérés sur les connexions au bus continu

Une variante consiste à disposer les interrupteurs d'isolement au niveau de la connexion au bus continu. Cette configuration requiert deux interrupteurs par cellule de commutation ainsi qu'éventuellement l'ajout d'une cellule de filtrage supplémentaire de type LC (figure II.28). Elle possède par contre l'avantage de permettre l'isolement d'un défaut de court-circuit de la cellule de commutation. De plus, l'immunité de commande des interrupteurs d'isolement est accrue car leurs électrodes sont reliées aux potentiels peu variables de la source de tension continue.

Il est tout d'abord proposé d'utiliser des interrupteurs 3 segments, réversibles en courant et unidirectionnels en tension. Ainsi, la topologie bénéficie de meilleures performances de conduction, à composant donné, que la configuration avec interrupteur d'isolement 4 segments connecté à la phase de la machine, pour laquelle les chutes de tension des deux composants en série s'additionnent. En contrepartie, le niveau d'isolement dont bénéficient les cellules n'est pas intégral. Ainsi, après un défaut de type basse impédance d'un transistor, l'interrupteur commandable est ouvert mais la conduction des diodes antiparallèles peut dégrader les formes d'ondes. Pour les applications concernées par le défluxage, l'isolement d'un défaut est compromis lors du fonctionnement du variateur en régime de survitesse. Comme précédemment, on peut utiliser des composants de type transistor (figure II.29) ou de type thyristor (figure II.30).

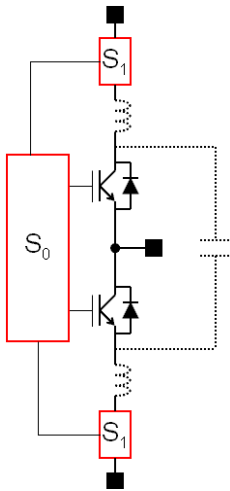


figure II.28 : interrupteurs d'isolement disposés sur la connexion au bus continu

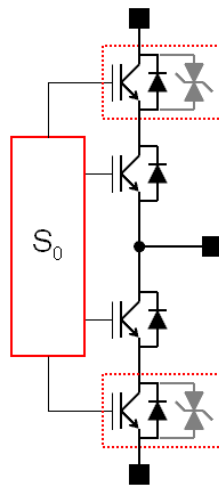


figure II.29 : interrupteurs 3 segments à base de transistors

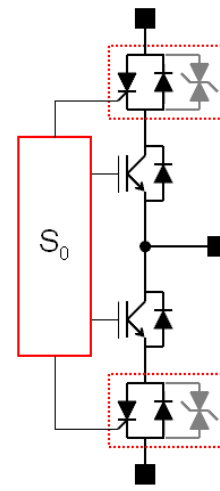


figure II.30 : interrupteurs 3 segments à base de thyristors

Pour accroître le niveau d'isolement, des interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension doivent être utilisés. Le nombre de composants et les pertes par conduction sont alors plus élevés et le nombre important de composants rend cette solution peu viable industriellement.

Enfin, une alternative intégrant la fonction d'isolement dans les cellules de commutation a été proposée dans [WEL04-2]. Une diode est ajoutée en série avec l'IGBT pour permettre le blocage d'une tension inverse (figure II.31). Un thyristor est disposé en antiparallèle de cet ensemble pour pouvoir empêcher la circulation de courant. Si l'interrupteur ainsi constitué présente l'avantage d'une réduction du nombre de composants

par rapport aux configurations précédentes, l'onduleur requiert 6 thyristors rapides, ce qui pénalise fortement cette solution. De plus, les IGBT des cellules de commutation doivent être dimensionnés pour tenir la tension d'isolement maximale.

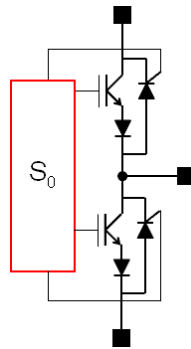


figure II.31 : cellule de commutation proposée dans [WEL04-2]

II.3.4 Interrupteurs d'isolement insérés au niveau de la machine

Pour assurer le confinement de défauts, une autre possibilité consiste à utiliser le couplage des enroulements de la machine en y insérant des dispositifs d'isolement. Une solution simple est présentée à la figure II.32, où trois thyristors connectés en triangle sont insérés dans le couplage en étoile des enroulements [WEL04-2]. En cas de défaut, il faut attendre un passage par zéro du courant pour pouvoir bloquer les thyristors. Cette topologie ne permet pas d'envisager un fonctionnement secours. Une autre configuration est présentée à la figure II.33 : si elle permet de bénéficier d'une plus rapidité pour l'isolement, elle est nettement plus contraignante sur le plan de l'intégration.

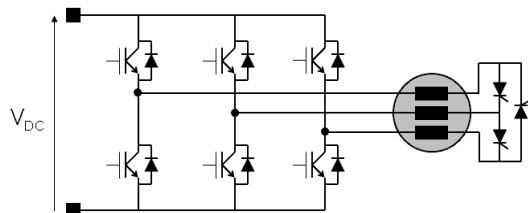


figure II.32 : dispositif d'isolement par thyristors connectés en triangle

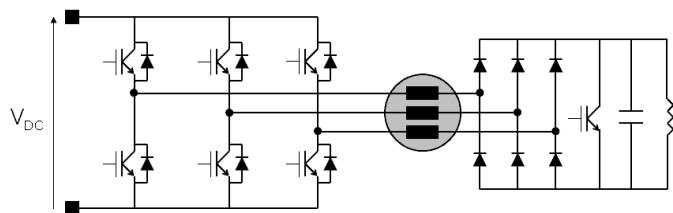


figure II.33 : dispositif d'isolement avec pont de diodes et interrupteur commandé

Ces solutions ne sont pas davantage développées, car elles ne concordent pas avec la démarche suivie jusqu'alors. Il est en effet préféré d'intégrer l'ensemble des composants d'électronique de puissance, et en particulier les interrupteurs d'isolement, dans le périmètre du module de conversion. Ainsi, pour les études à suivre concernant les topologies d'onduleur à tolérance de panne, il est choisi de disposer l'interrupteur d'isolement sur la connexion à la machine. Il peut être remarqué que cette configuration n'autorise pas de continuité de fonctionnement après une défaillance de court-circuit complet d'une cellule de commutation. Le cas menant généralement à cette situation (défaillance de type basse impédance d'un transistor de la cellule) doit donc être traité assez efficacement par le dispositif de commande rapprochée pour que le défaut soit confiné et n'aboutisse pas au court-circuit définitif de la cellule.

II.4 Périimètre de redondance pour la tolérance de panne

Sur le principe d'une conception modulaire des structures d'électronique de puissance, l'un des thèmes de ce mémoire est d'envisager une amélioration de la disponibilité fonctionnelle des convertisseurs par l'exploitation des redondances internes de topologies d'onduleur à tolérance de panne. La tolérance de panne est définie par la capacité à maintenir la fonctionnalité initiale avec un niveau de performance acceptable après avoir subi une ou plusieurs défaillances, au moyen d'une reconfiguration de la structure et/ou de la commande du convertisseur.

Une topologie classique d'onduleur triphasé intégrant des interrupteurs d'isolement peut tolérer une défaillance interne, mais les performances de l'actionneur en fonctionnement dégradé monophasé ne sont pas satisfaisantes pour l'ensemble des applications envisagées : réduction de puissance importante, fortes ondulations de couple [ELC93], démarrage incertain de la machine selon la position du rotor à l'arrêt. La tolérance de panne requiert alors un niveau de redondance supérieur du point de vue quantitatif. Cette redondance peut être active ou passive, selon qu'elle participe ou non au fonctionnement normal.

Dans la littérature, des systèmes d'entraînement dont la machine possède un nombre de phases supérieur à 3 ont été étudiés pour introduire des redondances dans les systèmes d'entraînement [JAH80] [FUJ93-1] [MAR00] [KES03] [ZHA05]. Dans le cadre de notre étude, il a été choisi d'utiliser des machines standardisées semblables à celles des équipements actuels c'est-à-dire de type machine synchrone à aimants permanents triphasée. De plus, les justifications de l'introduction des redondances au niveau du convertisseur statique et en particulier de l'onduleur ont été exposées précédemment (cf. II.1). D'autre part, les topologies AC/AC à tolérance de panne [JAC03] ne sont pas non plus considérées afin de conserver le choix de l'étage d'entrée alternatif-continu selon l'application concernée (cf. chapitre IV).

Tout d'abord, il est nécessaire d'établir le périmètre topologique autour duquel la redondance doit être mise en œuvre, depuis la puce jusqu'à l'onduleur complet. Cette réflexion constitue une première étape vers la définition d'un module générique de conversion.

- En considérant une topologie classique d'onduleur triphasé (figure II.34), un premier niveau de redondance consiste à multiplier les interrupteurs en les ajoutant en parallèle et/ou en série.

L'association parallèle est assez naturelle puisque les interrupteurs sont souvent constitués de plusieurs puces en parallèle. Cependant, dans l'objectif d'une tolérance de panne, ce mode d'association requiert que le mode de défaillance intrinsèque soit de type haute impédance, alors que naturellement la fusion de la puce occasionne un état de faible impédance. De plus, dans l'optique d'un module générique facilement associable, cette approche ne semble pas la plus appropriée car elle requiert des précautions de mise en œuvre pénalisantes.

L'association série des composants est avant tout mise en œuvre pour assurer une tenue en tension suffisante. Elle est exploitée depuis longtemps pour des applications à haute tension continue. Il a également été étudié le potentiel de certaines topologies pour une tolérance de panne [BAU00]. En considérant les technologies de composants existantes (IGBT en particulier) et les faibles niveaux de tension continue mis en jeu par les architectures actuelles

ou à venir (270V/540V ou davantage suivant la nature du redresseur), ce type d'association ne semble pas adéquat.

- A un niveau supérieur, il est envisageable de mettre en œuvre la redondance autour du périmètre de la cellule de commutation. C'est l'approche qui est retenue dans cette étude car elle présente à nos yeux le compromis exploitable avec le plus de flexibilité. Les intérêts en seront mis en évidence au fur et à mesure de l'évaluation des topologies proposées.
- Enfin, un niveau plus "macroscopique" de redondance consiste à associer directement des convertisseurs entre eux, c'est-à-dire au moins 2, 3 voire 4 cellules de commutation. Par rapport à la solution précédente, celle-ci entraîne implicitement une limitation de modularité. En effet, de par l'étendue de son périmètre, ce convertisseur "générique" peut difficilement couvrir de manière optimale l'ensemble du panel de fonctions de conversion envisagées (cf. I.2.2). Quant aux considérations relatives au dimensionnement d'une telle configuration, elles sont développées dans le sous-chapitre de synthèse des topologies d'onduleur à tolérance de panne (cf. II.9).

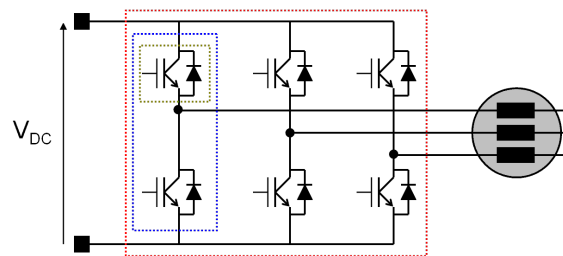


figure II.34 : topologie classique d'onduleur triphasé – différents périmètres pour l'introduction de redondance

Une fois faite l'hypothèse du périmètre de redondance, l'étape suivante consiste à décliner les topologies permettant une tolérance de panne. Par la suite, ces topologies sont présentées selon un niveau de redondance croissant. Pour chacune d'entre elles, le fonctionnement en mode normal et en mode secours est décrit et les stratégies de gestion de défaut sont envisagées pour autoriser la continuité de service de l'équipement tout en assurant la protection du convertisseur et de son environnement. En particulier, la topologie d'onduleur à bras secours connecté au neutre de la machine (cf. II.7) est davantage détaillée car c'est celle qui est mise en œuvre dans le cadre de l'application expérimentale.

II.5 Association parallèle de cellules de commutation

II.5.1 Description de la topologie

L'association de cellules de commutation en parallèle est une manière simple d'introduire des redondances dans la topologie (figure II.35). De plus, comme ces redondances sont actives, cela constitue un moyen d'augmenter la puissance d'alimentation de la charge à partir d'un module générique à calibre fixé et pour une tension continue imposée, en doublant le courant total de chaque phase.

Il est délicat de paralléliser directement les bras d'onduleurs car alors toute dissymétrie du circuit de puissance et du temps de propagation des commandes peut entraîner une conduction diagonale fugitive de deux cellules avec le risque de désaturer les transistors, ce qui peut occasionner une défaillance. Il est donc préférable d'insérer au moins une inductance entre deux bras en parallèle pour en assurer le découplage dynamique et limiter ainsi le courant différentiel et donc le déséquilibre de courant entre les bras qui en résulte. Pour obtenir une structure symétrique dans la perspective de la tolérance de panne, il est choisi d'insérer une inductance sur la phase de chaque cellule en amont du point de raccordement. Les selfs ne sont pas couplées magnétiquement pour assurer l'indépendance des cellules en cas de reconfiguration post-défaillance.

L'addition d'une inductance entre les bras permet d'envisager l'entrelacement des commandes afin de doubler la fréquence de commutation apparente. Cependant, cela requiert un dimensionnement des inductances plus important que celui requis pour compenser uniquement les dissymétries de puissance et de commande. Or, dans le cadre envisagé, il semble plus approprié de minimiser la masse additionnelle induite et donc la valeur de cette inductance. Certaines des considérations qui viennent d'être évoquées sont mises en évidence lors des études expérimentales et elles sont développées dans le chapitre III.

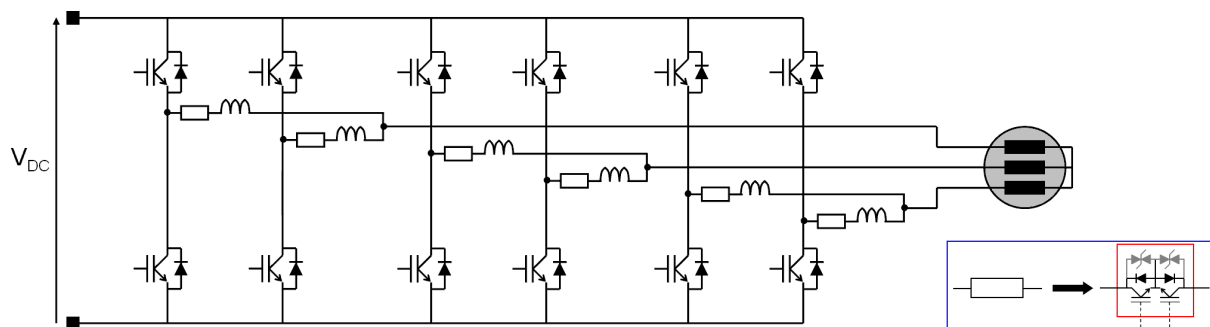


figure II.35 : onduleur triphasé à cellules parallélisées deux à deux avec des inductances de découplage et interrupteurs d'isolement

II.5.2 Procédures d'isolement sur défaut

Les modes de défaut considérés dans ce chapitre sont ceux, internes à l'onduleur, qui ont été décrits précédemment pour un onduleur triphasé : défaillance de transistor de type basse impédance ou haute impédance et perte de commande d'une cellule de commutation. Leurs conséquences sont assez semblables pour l'onduleur à bras parallélisés. Toutefois, dans le cas d'une défaillance de transistor de type basse impédance, la cellule en parallèle doit être

commandée de sorte à se trouver dans le même état que la cellule défaillante car un état dissymétrique occasionne un court circuit du bus continu, limité seulement par les inductances de découplage et les résistances internes des composants.

Les différents modes de défaut sont identifiables à partir des informations de diagnostic de la commande rapprochée et/ou de leur signature observée par la mesure de courant. Quand un régime anormal est détecté, l'organe superviseur du convertisseur en est informé. Lorsque le diagnostic de défaut est établi, les mesures correctives peuvent alors être appliquées : pour autoriser la reconfiguration du convertisseur, une étape préalable de protection est nécessaire. Dans tous les cas, l'interrupteur d'isolement de la cellule concernée (rectangle vide sur la figure II.35) doit être bloqué afin d'isoler le défaut. Pour que le dimensionnement des éléments de protection de l'interrupteur d'isolement ne soit pas excessif, il est nécessaire de minimiser l'énergie à dissiper lors du blocage de l'interrupteur et il doit donc se produire à faible courant.

Les procédures d'isolement envisageables et la description des régimes dégradés avant reconfiguration sont décrites en détail pour la topologie d'onduleur 4 bras avec neutre relié (cf. II.7.2). Les principes qui y sont exposés sont directement transposables et applicables ici, hormis la procédure spécifique utilisant le bras connecté au neutre.

II.5.3 Fonctionnement secours de l'onduleur

Une fois le défaut confiné, l'onduleur est reconfiguré pour maintenir le fonctionnement sur les autres phases avec l'ensemble des cellules saines. Pour une même puissance délivrée à la charge, le courant doit être doublé dans la cellule ayant perdu son bras en parallèle. Les aspects de dimensionnement et de réduction de performances relatifs au fonctionnement secours sont développés plus loin dans cet exposé (cf. II.7.3.5).

Si l'on considère qu'une cellule de commutation par phase est nécessaire et suffisante au fonctionnement, cette topologie d'onduleur tolère donc au moins un défaut. Elle peut même accepter jusqu'à deux défauts supplémentaires, si ceux-ci ne sont pas localisés sur une phase déjà touchée, et ce sans réduction de performance supplémentaire par rapport au premier défaut. Le tribut à payer pour cette disponibilité accrue est le nombre important d'interrupteurs d'isolement que comprend la structure.

Une topologie alternative permettant de réduire le nombre d'interrupteurs d'isolement et les pertes en fonctionnement secours consiste à insérer la redondance sous forme passive, comme cela est représenté à la figure II.36 pour une paire de cellules. Le bras redondant (celui de droite) n'est pas commandé en fonctionnement normal, mais comme il n'est pas isolé ses diodes conduisent le courant et il en résulte un cyclage asymétrique des composants.

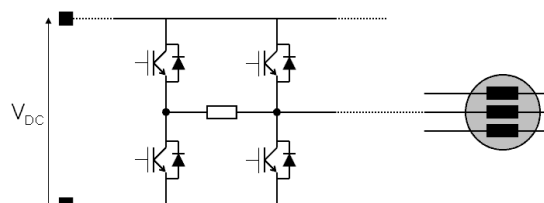


figure II.36 : redondance passive d'une association parallèle de cellules de commutation

II.6 Onduleur à bras secours redondant

II.6.1 Description de la topologie

Pour une application dont les besoins en puissance se situent dans la gamme couverte par le module générique de conversion, le niveau de redondance élevé de la topologie précédente (deux bras par phase) peut sembler excessif pour permettre la tolérance d'une panne au minimum. Il est alors envisageable de mutualiser les redondances introduites dans cette topologie sous la forme d'un bras secours pouvant se substituer à chacune des cellules de commutation. La redondance est donc ici passive puisque le bras additionnel est inactif en fonctionnement normal. Cette topologie a été proposée dans la littérature [BOL00] en intégrant des fusibles pour réaliser l'isolement des cellules en cas de défaut (figure II.37).

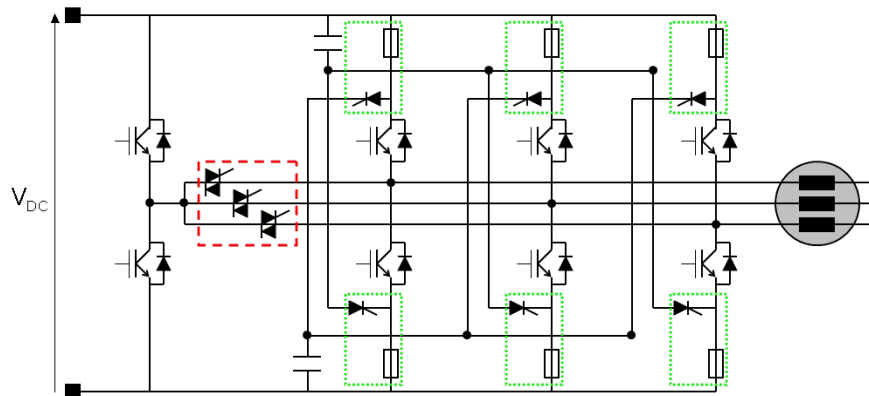


figure II.37 : onduleur à bras secours redondant
(vert/pointillés courts : dispositifs d'isolement - rouge/pointillés longs : dispositifs de connexion)

En considérant les arguments avancés pour la structure des interrupteurs d'isolement, la topologie considérée par la suite est constituée d'interrupteurs tels que ceux présentés en II.3.2 et elle est représentée par la figure II.38. Trois dispositifs de connexion et trois dispositifs d'isolement (un par phase) sont requis, ce qui peut constituer un inconvénient pour la compacité du convertisseur. Des structures d'interrupteur différentes peuvent être employées : il peut ainsi être intéressant d'utiliser des interrupteurs d'isolement à base de transistors et des interrupteurs de connexion constitués d'une paire de thyristors en anti-parallèle, afin de réduire les pertes par conduction en fonctionnement secours.

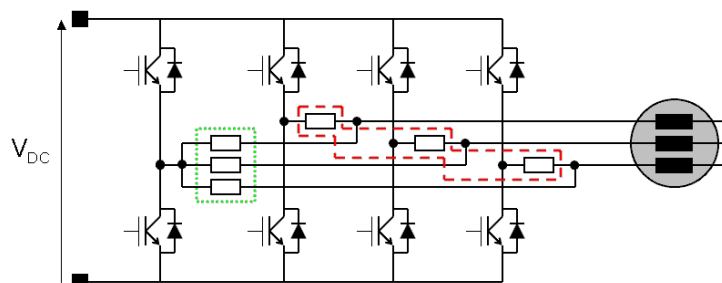


figure II.38 : onduleur à bras secours redondant
(vert/pointillés courts : dispositifs de connexion, rouge/pointillés longs : dispositifs d'isolement)

II.6.2 Procédures d'isolement sur défaut

Les procédures d'isolement doivent répondre aux mêmes contraintes que celles de la topologie précédente ; elles sont décrites en détail pour la topologie suivante (cf. II.7.2).

II.6.3 Fonctionnement secours de l'onduleur

Comme pour cette topologie le bras secours constitue une redondance pure, son dimensionnement est le même que pour les autres bras et le fonctionnement secours reste celui d'un onduleur triphasé : aucune modification de l'algorithme de commande n'est requise et l'intégralité de la puissance nominale peut être fournie.

II.7 Onduleur à bras secours connecté au neutre de la machine

II.7.1 Description de la topologie

Le principal inconvénient de la topologie précédente est le nombre élevé d'interrupteurs d'isolement et de connexion. Une alternative permettant de réduire la quantité d'interrupteurs consiste à déplacer le bras secours au niveau du neutre de la machine.

Ce principe a d'abord été appliqué dans [SPE90] à une machine à courant continu sans balai pour améliorer le fonctionnement après un défaut de type "phase ouverte" (enroulement de la machine déconnecté) : le bras additionnel est alors utilisé en mode secours pour augmenter la valeur moyenne du couple. Puis il a été envisagé par ailleurs de raccorder le neutre d'une machine asynchrone à un diviseur capacitif pour améliorer le fonctionnement après la défaillance de type haute impédance d'un transistor ou l'ouverture d'une phase machine afin de limiter l'ondulation de couple [ELC91] [LIU93].

Pour accroître le nombre de défauts tolérés, il a été proposé d'inclure des dispositifs d'isolement à base de fusibles rapides et de thyristors [FUJ93-2] (figure II.39). En cas de défaut de type "phase ouverte", les thyristors reliés au neutre de la machine sont amorcés et le neutre est alors relié au point milieu capacitif. En cas de défaillance d'un transistor de type basse impédance, le transistor adjacent est ouvert puis les thyristors connectés à la phase concernée sont amorcés pour court-circuiter la maille créée par la phase et la moitié supérieure ou inférieure du bus continu et ainsi ouvrir le fusible. La cellule de commutation défaillante est alors isolée et l'onduleur est contrôlé par les 2 bras sains, le potentiel de la troisième phase étant imposé par le diviseur de tension capacitif. La mise en œuvre de cette topologie requiert toutefois d'assurer une immunité de commande des thyristors suffisante par rapport aux forts gradients de tension auxquels ils sont soumis.

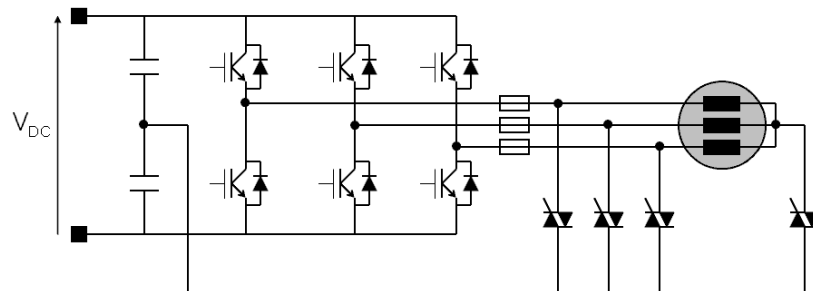


figure II.39 : topologie proposée dans [FUJ93-2]

L'utilisation d'un point milieu capacitif est pénalisante à plusieurs niveaux. Tout d'abord, cela constitue un inconvénient en termes de volume, pour assurer l'équilibrage des tensions, et de durée de vie (donc de maintenance), car les condensateurs doivent être dimensionnés de manière adéquate pour le fonctionnement secours : ils doivent laisser passer un fort courant et éviter des fluctuations de tension préjudiciables au fonctionnement à basse vitesse.

Il semble donc préférable de relier le neutre de la machine à un 4^{ème} bras d'onduleur. Ce diviseur de tension actif permet en outre de bénéficier de performances supérieures

puisque la plage de tension de sortie applicable à la machine est accrue. La topologie proposée dans [BOL00] reporte les fusibles de la topologie précédente au niveau des connexions au bus continu pour étendre la tolérance de panne à une défaillance de cellule de commutation de type "court-circuit".

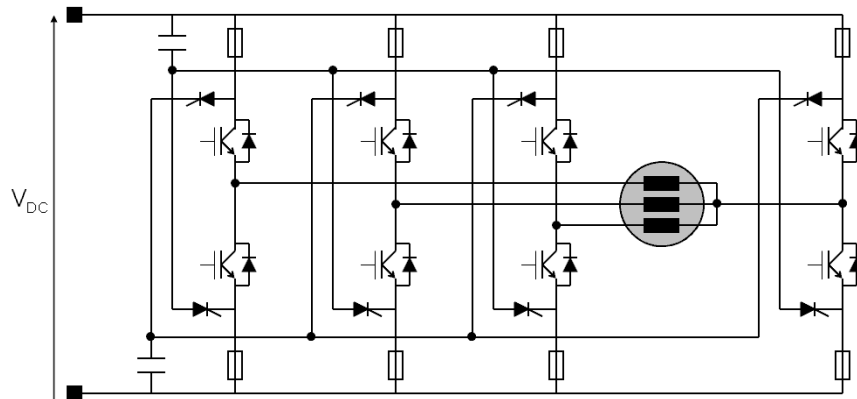


figure II.40 : topologie proposée dans [BOL00]

Le bras additionnel est ici connecté en permanence au neutre de la machine. Toutefois, même s'il n'est pas actif en fonctionnement normal, ce bras est alors modulé et donc sujet aux défaillances ; c'est pourquoi il peut être préférable de lui adjoindre un dispositif d'isolement (figure II.41). Le bras supplémentaire n'est ainsi relié au neutre qu'en cas de défaut, ce qui évite toute circulation de courant en mode normal : ce bras secours constitue alors une redondance passive. A l'inverse, il est imaginable de faire jouer à cette cellule de commutation un rôle de filtrage actif en mode normal [JUL96] [ORI97] [VER03] et elle constitue alors une redondance active. Si elle subit une défaillance, cette cellule doit donc pouvoir être isolée pour permettre la reconfiguration de l'onduleur.

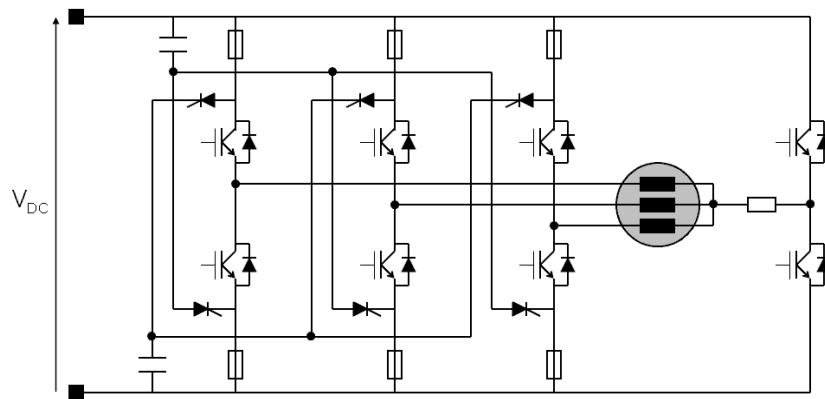


figure II.41 : onduleur à bras additionnel raccordé au neutre en mode secours uniquement

Comme il a été exposé précédemment (cf. II.3.1), un aspect contraignant de mise en œuvre des topologies précédentes réside dans l'utilisation de fusibles. C'est pourquoi la structure considérée par la suite est constituée d'interrupteurs d'isolement insérés sur la connexion à la phase de la machine (figure II.42). La mise en œuvre et la gestion du fonctionnement de cette topologie ont été brevetées [BRE05].

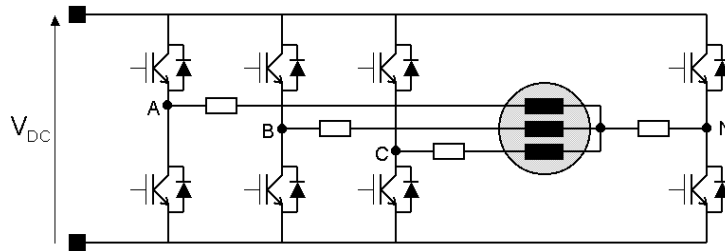


figure II.42 : onduleur 4 bras avec interrupteurs d'isolement

II.7.2 Procédures d'isolement sur défaut

Pour les modes de défaut tels qu'une défaillance de transistor de type haute impédance ou l'ouverture d'une phase, le courant dans la phase concernée s'annule pendant une part importante de la période de modulation. Il est donc aisé de procéder au blocage de l'interrupteur d'isolement sous faible courant. Le régime transitoire avant reconfiguration ne dure au plus qu'une demi-période et ce mode dégradé ne perturbe pas de manière critique le fonctionnement de l'actionneur.

Dans le cas d'une défaillance d'un transistor de type basse impédance, la commande rapprochée ouvre rapidement l'autre transistor de la cellule pour éviter le court-circuit du bus continu. Il a été établi qu'alors le courant de phase correspondant peut atteindre des amplitudes élevées et qu'il n'est pas certain qu'il s'annule rapidement (cf. II.2.1.4). En conséquence, des procédures d'isolement appropriées doivent être mises en œuvre pour effectuer le blocage sous faible courant. Plusieurs stratégies sont envisageables en exploitant les différentes fonctionnalités des bras principaux comme du 4^{ème} bras ; elles sont décrites et simulées ci-dessous pour ce mode de défaut avec le modèle d'EHA. Le cas du fonctionnement en survitesse n'est pas considéré.

II.7.2.1 Blocage de l'onduleur

La première stratégie proposée consiste à ouvrir tous les transistors sains afin de provoquer une conduction intermittente de la phase du moteur concernée par le défaut. Il est considéré ici que le 4^{ème} bras n'est pas utilisé en fonctionnement normal ; il est donc déconnecté et le neutre de la machine est alors flottant (figure II.43).

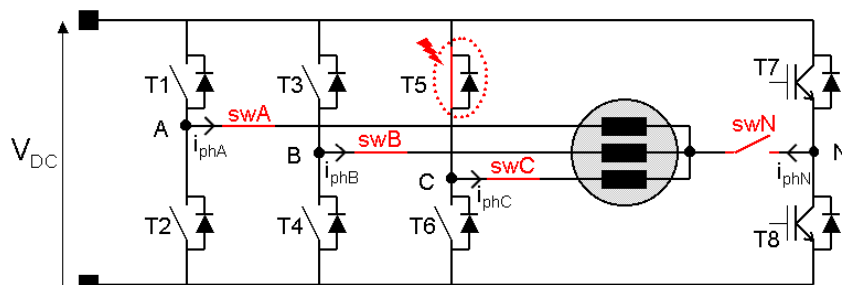


figure II.43 : phase de blocage de l'onduleur pour une défaillance de type "basse impédance" de T5

Comme les chemins de court-circuit avec les diodes sont toujours présents, l'énergie stockée dans les bobinages de la machine se décharge à travers les diodes de roue libre avec une dynamique imposée par l'impédance de la machine. Les courants de court-circuit

interagissent avec les forces électromotrices et il en résulte un régime dégradé fortement perturbé (figure II.44). L'évolution du courant, conditionnée par la combinaison des forces électromotrices, produit sur l'arbre mécanique un couple de freinage fortement oscillatoire et l'ensemble machine-onduleur fonctionne en générateur incontrôlé. Ce régime de freinage dynamique se poursuit jusqu'à l'annulation des courants, lorsque les amplitudes des forces électromotrices, déterminées par la vitesse de rotation, deviennent inférieures au seuil de conduction des diodes.

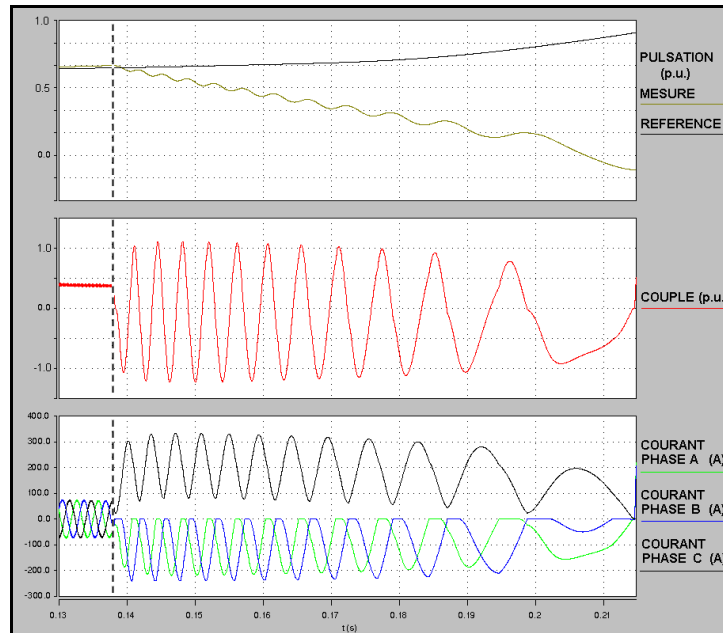


figure II.44 : simulation d'un défaut de court-circuit du transistor supérieur du bras C avec blocage de l'onduleur

L'instant auquel se produit la défaillance conditionne le premier passage du courant par zéro. Une étude séquentielle est menée ici pour déterminer les conditions d'annulation du courant. Le cas traité est celui de courants en phase avec les forces électromotrices à l'instant du défaut (commande en couple maximum). Les autres cas, pour lesquels ces grandeurs sont déphasées, ne sont pas décrits mais ils peuvent être traités de manière identique¹. Il est considéré que la détection de défaut est rapide par rapport à la période de modulation et ainsi le blocage de l'onduleur est immédiat.

II.7.2.1.a Apparition de la défaillance pendant l'alternance négative du courant

La défaillance concernant le transistor T5, la phase C est alors en permanence connectée au point chaud du bus continu et le courant i_{phC} dans cette phase tend à être positif. En conséquence, si la défaillance se produit lors de l'alternance négative du courant i_{phC} , celui-ci va rapidement s'annuler avant de croître de nouveau (figure II.45) et il est donc

¹ Toutefois, dans le cas particulier d'une défaillance survenant dans la plage de survitesse, les valeurs élevées des f_{em} permettent un retour de courant à travers les diodes vers le bus continu, qui doit pouvoir absorber l'énergie renvoyée. Des stratégies particulières de gestion de défaut peuvent alors être mises en œuvre. Par exemple, les bras sains peuvent être commandés de manière à symétriser le défaut sur l'onduleur afin de réduire les courants et le couple après défaillance et de limiter le risque de démagnétisation [WEL03-1]. Ces aspects, davantage liés à la commande de l'actionneur, ne sont pas détaillés ici.

possible de procéder au blocage de l'interrupteur d'isolement lors du passage par zéro du courant. Il s'agit donc d'un cas favorable dont la probabilité d'occurrence est de 50%.

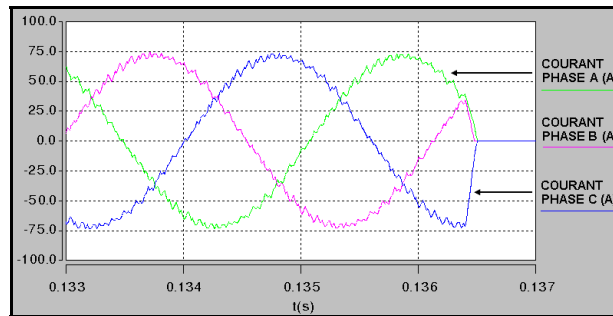


figure II.45 : apparition de la défaillance, blocage de l'onduleur et isolement

Au contraire, si la défaillance se produit lors de l'alternance positive du courant, son annulation dépend en particulier de l'instant correspondant de la période de modulation, des paramètres de la machine et du point de fonctionnement.

II.7.2.1.b Défaillance pendant l'alternance positive du courant - cas d'isolement

Si le défaut survient au début de l'alternance positive du courant i_{phC} , le courant i_{phA} est négatif et le courant i_{phB} est positif (figure II.46). Tant qu'aucun de ces courants ne s'annule, le potentiel du neutre par rapport au point froid du bus continu se trouve fixé à $2V_{DC}/3$ et l'évolution du courant i_{phC} est déterminée par la source d'excitation que constitue la force électromotrice e_C et par l'impédance de la machine.

$$R_{ph} \cdot i_{phC} + L_c \cdot \frac{di_{phC}}{dt} = \frac{V_{DC}}{3} - e_C \quad (II-3)$$

$$e_C = E \cdot \sin(\omega t) \quad (II-4)$$

Le courant i_{phC} est alors la somme d'une exponentielle décroissante vers 0 de constante de temps L_c/R_{ph} et d'une sinusoïde déphasée de φ par rapport à la fem de la phase C.

$$\varphi = \arctan\left(\frac{L_c \omega}{R_{ph}}\right) \quad (II-5)$$

En considérant que la composante résistive est peu influente, l'évolution du courant est directement imposée par le signe du terme $(V_{DC}/3 - e_C)$. Pour le point de fonctionnement auquel correspond la simulation de la figure II.47, l'amplitude de la fem e_C est inférieure à $V_{DC}/3$ et par conséquent le courant dans la phase C est légèrement croissant.

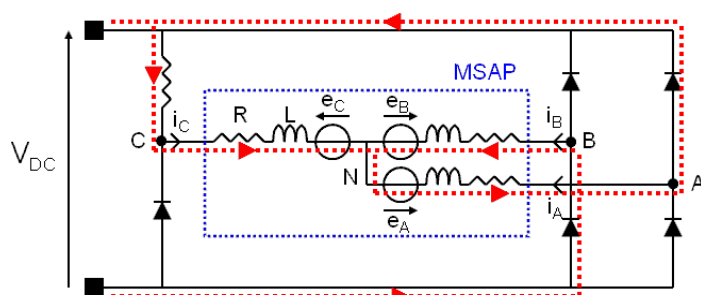


figure II.46 : schéma électrique équivalent onduleur-machine
($i_{phA} < 0$, $i_{phB} > 0$, $i_{phC} > 0$)

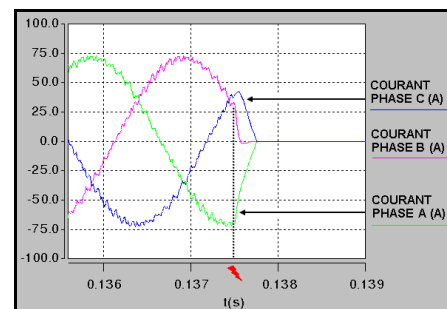


figure II.47 : blocage de l'onduleur et isolement

Par contre, le courant dans la phase B subit une forte décroissance car $V_{NB} \approx 2V_{DC}/3$ et il s'annule rapidement. Dès lors, le court-circuit n'a plus lieu que sur deux phases (figure II.48) et l'évolution du courant dans la phase C est conditionnée par la combinaison des fem des phases A et C.

$$2R_{ph} \cdot i_{phC} + 2L_c \frac{di_{phC}}{dt} = e_A - e_C \quad (II-6)$$

Comme le terme $(e_A - e_C)$ est alors négatif (figure II.50), le courant i_{phC} décroît jusqu'à s'annuler et l'interrupteur d'isolement peut être bloqué (figure II.47).

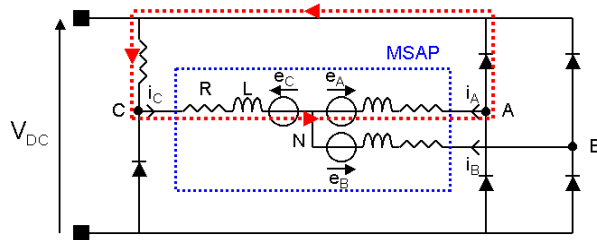


figure II.48 : chemin de circulation du courant i_{phC} lorsque i_{phB} s'annule

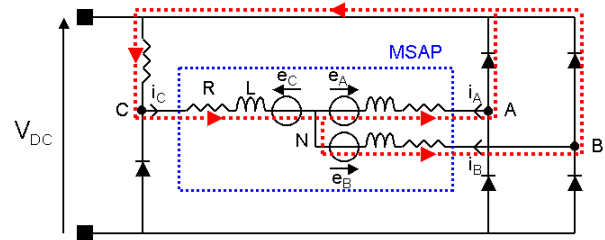


figure II.49 : chemins de circulation pour des courants négatifs dans les phases A et B

II.7.2.1.c Maintien du régime de défaut

Si la défaillance se produit plus tard au cours de la période de modulation et que le terme $(e_A - e_C)$ devient positif avant que le courant i_{phC} ne se soit annulé, ce dernier recommence à croître (figure II.50). Tant que le courant i_{phB} est nul, le potentiel de la phase B dépend du potentiel du neutre et de la fem e_B . Lorsque la tension composée V_{BC} devient supérieure au seuil de conduction de la diode, le courant circule alors dans la diode supérieure connectée à la phase B (figure II.49). L'évolution du courant i_{phC} n'est plus conditionnée que par la fem simple e_C .

$$R_{ph} \cdot i_{phC} + L_c \frac{di_{phC}}{dt} = -e_C \quad (II-7)$$

Sa croissance se poursuit donc jusqu'au changement de signe de cette fem.

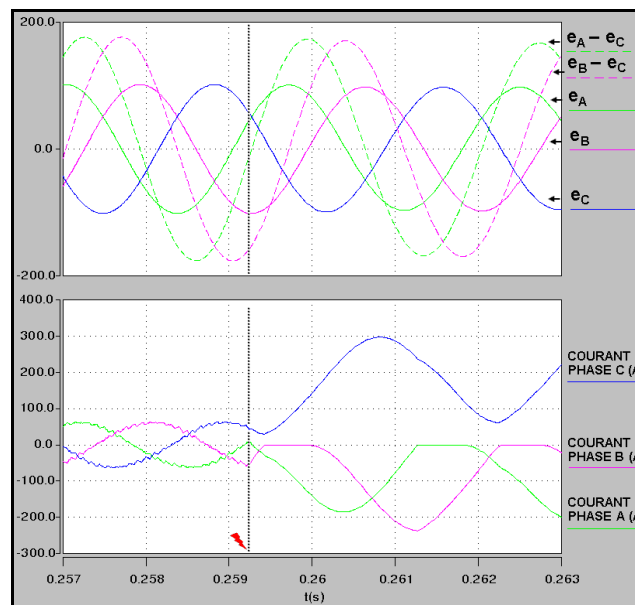


figure II.50 : défaillance de type basse impédance et blocage de l'onduleur – fem simples et composées

Comme les phases des bras sains ont des potentiels variables pendant la durée où leur courant est annulé par le blocage des diodes, une composante continue de tension s'instaure et celle-ci introduit une composante continue dans les courants de phase. Ainsi, les phases "saines" voient des courants dont les composantes spectrales prédominantes sont la composante continue, le fondamental et le 2^{ème} harmonique (courant de type redressé mono-alternance). Dans la phase reliée au bras en défaut, la composante continue élevée du courant quasi-sinusoïdal fait que celui-ci ne s'annule pas avant de nombreuses périodes électriques (figure II.44). Les intensités mises en jeu sont élevées, car l'amplitude des courants n'est limitée principalement que par l'inductance cyclique de la machine et leur composante continue est limitée par la résistance statorique.

Pendant la durée de ce régime dégradé, les contraintes se reportent également sur les grandeurs mécaniques puisque le couple présente des oscillations d'amplitude élevée et que la vitesse n'est plus contrôlée. Le point de fonctionnement de l'actionneur a une influence sur le régime de défaut. La vitesse de rotation de la machine lors de la défaillance conditionne la durée de ce régime, mais elle n'agit pas sur les amplitudes des courants et du couple puisque la fem et la réactance de la machine lui sont proportionnelles (en dehors de la plage basse vitesse). Par contre, la force aérodynamique exercée sur la gouverne est plus déterminante car elle conditionne l'évolution du régime de défaut : tant que l'isolement onduleur-vérin n'est pas effectif, cette force peut entraîner le maintien de la rotation de la machine et donc du régime de court-circuit en faisant dériver ainsi la position du vérin.

II.7.2.2 Procédures alternatives d'isolement

Il existe donc des cas pour lesquels le blocage de l'onduleur ne permet pas l'annulation du courant de la phase concernée avant une durée assez longue, avec les conséquences qui ont été exposées. Il est alors envisageable de mettre en œuvre des stratégies correctives permettant d'accélérer l'isolement de la phase et d'éviter des régimes transitoires de courant et de couple préjudiciables au dimensionnement du convertisseur et de la machine. Pour cela, les interrupteurs d'isolement des autres phases peuvent être utilisés.

En premier lieu, après le blocage de l'onduleur, il est envisageable de profiter de l'annulation du courant dans l'une des phases "saines" pour ouvrir celle-ci. Comme il ne subsiste alors qu'un seul chemin de court-circuit par les deux phases restantes, il n'y a plus de permutation entre différents régimes de court-circuit ; la composante continue des courants s'en trouve limitée et ainsi le courant i_{phC} peut s'annuler plus rapidement. Dans le cas simulé (figure II.51), la fem composée ($e_B - e_C$) est négative lorsque le courant i_{phA} s'annule et elle impose donc la décroissance du courant i_{phC} . Comme celui-ci ne s'est pas encore annulé lorsque la tension ($e_B - e_C$) devient positive, sa croissance reprend et il faut attendre une période électrique avant son annulation et donc l'isolement. Il subsiste donc un transitoire de couple d'amplitude conséquente mais la perturbation de l'asservissement de vitesse est minime. Pour cette procédure, il est préférable d'ouvrir l'interrupteur de la phase dont le courant s'annule le premier, quel que soit l'instant auquel survient la défaillance.

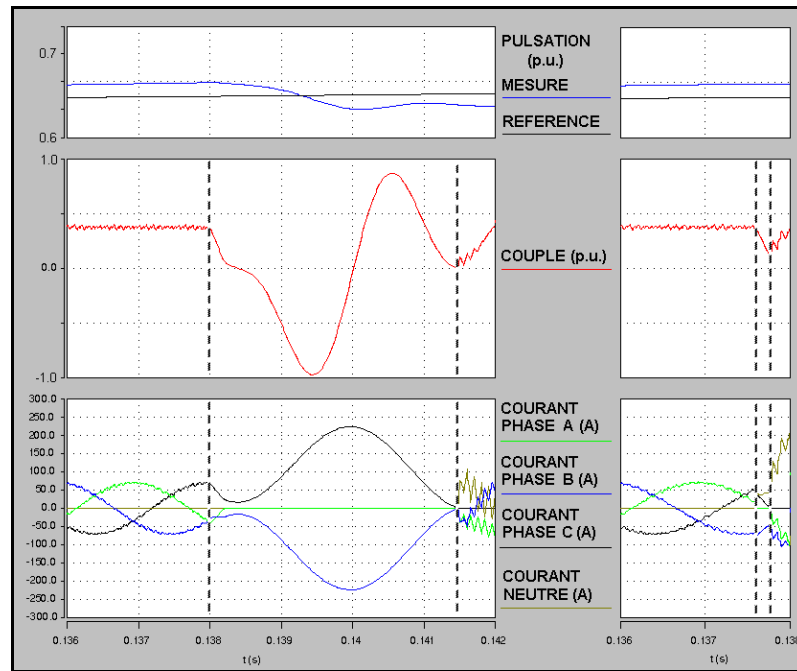


figure II.51 : procédures alternatives d'isolement
(à gauche : ouverture de la phase B - à droite : assistance du bras secours)

Une autre alternative consiste à utiliser le bras secours comme élément d'assistance à l'isolement pour forcer l'annulation du courant de phase. Lors du blocage de l'onduleur, l'interrupteur d'isolement relié au neutre est fermé afin de court-circuiter l'enroulement concerné de la machine (figure II.52). Comme la somme des courants de phase n'est plus nulle, l'évolution du courant dans la phase C dépend non seulement de la fem e_C mais également de la tension induite par les courants des autres phases via l'inductance mutuelle. En ne considérant que la contribution de la fem, l'isolement peut être assuré si le courant i_{phC} s'annule avant que la fem e_C ne devienne négative (figure II.51). Dans le cas contraire, il faut alors ouvrir les interrupteurs d'isolement des autres phases lorsque leur courant s'annule, et l'isolement de la phase reliée au bras défaillant requiert une durée plus importante que la procédure précédente, qui lui est par conséquent préférable.

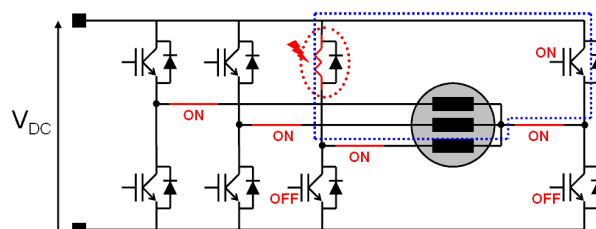


figure II.52 : assistance du bras secours à la reconfiguration

En conclusion, comme les fem de la machine peuvent être reconstituées (en particulier à partir de la position du rotor si elle est mesurée) et que les mesures des courants de phase sont disponibles, il est possible de choisir, à l'apparition du défaut, la stratégie appropriée pour procéder à l'isolement le plus rapidement possible. En particulier, les procédures proposées utilisent la flexibilité conférée par les interrupteurs d'isolement pour écourter la durée du régime de défaut dans les cas contraignants évoqués. Ainsi, non seulement les contraintes électriques et mécaniques sont réduites, mais en outre la reconfiguration de

l'onduleur entre le fonctionnement normal et le fonctionnement secours ne nécessite plus une éventuelle annulation de la vitesse.

II.7.3 Fonctionnement secours de l'onduleur

En cas d'occurrence au sein de l'onduleur de l'un des types de défaut considérés, la cellule de commutation correspondante est déconnectée de la phase de la machine comme cela a été exposé. L'organe superviseur connecte alors la cellule reliée au neutre de la machine¹ (figure II.53). Le bras secours assure alors le retour des courants diphasés par le neutre et joue le rôle de diviseur de tension actif pour régler la tension du neutre. Pour les différents modes de fonctionnement secours décrits ci-dessous, la phase C est celle qui est isolée.

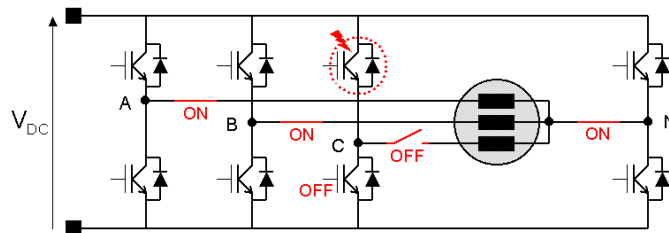


figure II.53 : reconfiguration du circuit de puissance après isolement du bras défaillant

II.7.3.1 Mode diphasé 120°

L'alimentation de la machine en mode diphasé consiste à réguler le courant dans deux enroulements décalés entre eux de 120°. Avec une approximation au 1^{er} harmonique, les expressions de ces courants sont les suivantes :

$$\begin{cases} i_{phA} = \hat{I}_{ph} \cdot \cos(\omega t + \Psi_A) \\ i_{phB} = \hat{I}_{ph} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \Psi_B\right) \end{cases} \quad (II-8)$$

ω est la pulsation électrique et Ψ est le déphasage entre le courant et la force électromotrice d'une même phase. La puissance peut être exprimée à partir du produit vectoriel des courants et des forces électromotrices.

$$P_{em} = \frac{\hat{E} \cdot \hat{I}_{ph}}{2} \left[\cos\Psi_A + \cos\Psi_B + \cos(2\omega t + \Psi_A) + \cos\left(2\omega t + \Psi_B + \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (II-9)$$

Sans reconfiguration de la commande, ces enroulements sont parcourus par des courants également décalés de 120° ($\Psi_A = \Psi_B$) ; c'est la raison pour laquelle ce mode de fonctionnement est qualifié ici de "diphasé 120°". L'expression de la puissance fait alors apparaître un terme fluctuant.

$$P_{em} = \frac{\hat{E} \cdot \hat{I}_{ph}}{2} \left[2\cos\Psi - \cos\left(2\omega t + \Psi - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (II-10)$$

¹ Les aspects transitoires de cette reconfiguration sont détaillés dans la partie expérimentale (chapitre III).

Le couple électromagnétique produit en mode diphasé 120° présente donc une pulsation à fréquence double de la fréquence de modulation, comme le montre la simulation de la figure II.54.

$$C_{em120^\circ} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_m \cdot \hat{I}_{ph} \cdot \left[\frac{2}{3} \cos \Psi - \frac{1}{3} \cos \left(2\omega t - \Psi - \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (\text{II-11})$$

A même courant, l'amplitude crête de l'ondulation de couple vaut 50% de la valeur moyenne. Quant au couple moyen produit en mode diphasé 120° , il est réduit de 33% par rapport au mode triphasé.

$$C_{em\ 3\varphi} = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Phi_m \cdot \hat{I}_{ph} \cdot \cos \Psi \quad (\text{II-12})$$

Après reconfiguration, il est donc nécessaire d'augmenter l'amplitude du courant pour maintenir l'intégralité de la puissance mécanique moyenne fournie en fonctionnement normal.

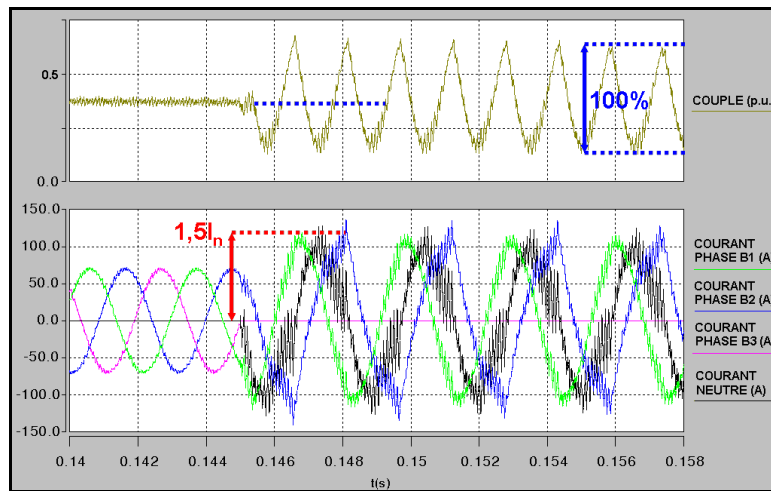


figure II.54 : fonctionnement secours en mode diphasé 120°

La plage de vitesse de la machine est inchangée en fonctionnement secours, car l'onduleur peut appliquer aux enroulements de la machine les mêmes niveaux de tension. De plus, le principe de défluxage reste applicable [BIA03].

Enfin, les asservissements de position et de vitesse ne sont pas pénalisés par ce fonctionnement dégradé tant que l'inertie mécanique permet de filtrer les ondulations de couple au niveau de la réponse mécanique pour limiter ainsi les ondulations de vitesse. Ces ondulations impliquent un dimensionnement approprié de la chaîne cinématique afin de ne pas induire une fatigue mécanique qui pourrait être dommageable à long terme.

II.7.3.2 Mode diphasé 60°

Pour obtenir une répartition spatiale sinusoïdale du champ magnétique et ainsi minimiser l'ondulation de couple, les vecteurs courant doivent être décalés de 60° [FAN93] ; ce fonctionnement est alors qualifié de "mode diphasé 60° ".

$$\Psi_A = \Psi_B - \frac{\pi}{3} \quad (\text{II-13})$$

Le couple électromagnétique produit vaut alors :

$$C_{em60^\circ} = \frac{1}{2} \cdot p \cdot \Phi_m \cdot \hat{I}_{ph} \cdot \left[\cos \Psi_A + \cos \left(\Psi_A - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (II-14)$$

Il est maximal pour des courants déphasés de 30° par rapport aux forces électromotrices dans le référentiel statorique (figure II.55).

$$\Psi_A = 30^\circ \Rightarrow C_{em60^\circ} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot p \cdot \Phi_m \cdot \hat{I}_{ph} = \frac{C_{em3\varphi}}{\sqrt{3}} \quad (II-15)$$

A amplitude de courant donnée, le couple maximal produit en mode diphasé 60° est donc limité à 57% de sa valeur en mode triphasé.

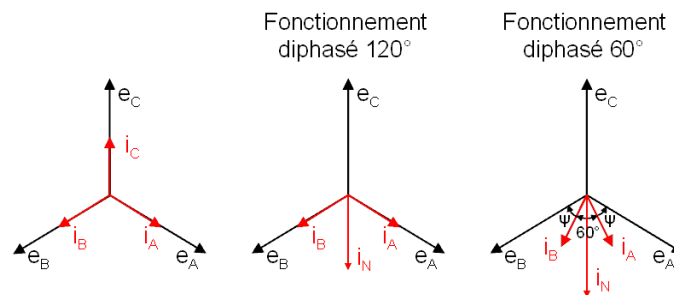


figure II.55 : diagrammes vectoriels des modes d'alimentation triphasés et diphasés (phase C défectueuse)

La simulation présentée à la figure II.56 montre l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques dans les phases successives de fonctionnement normal, d'auto-isolement sur une défaillance de transistor de type basse impédance et de reconfiguration en mode diphasé 60° . Pour maintenir la puissance nominale lors du fonctionnement secours, le courant dans les phases est majoré d'un facteur $\sqrt{3}$ par rapport à sa valeur avant la défaillance et le courant dans le bras secours, étant la somme des courants de phase, est augmenté d'un facteur 3.

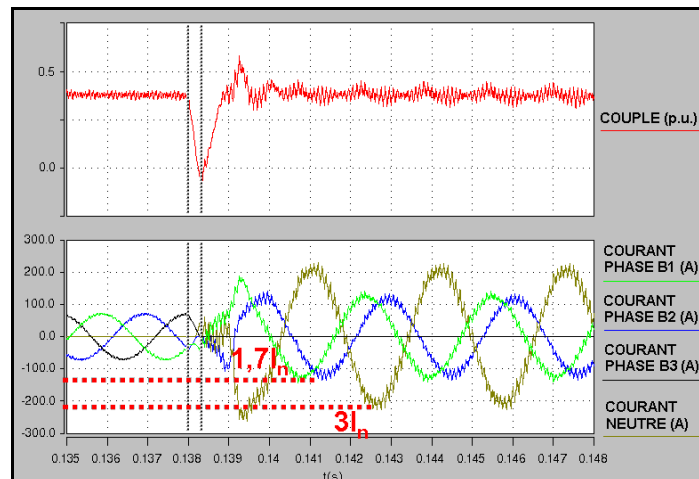


figure II.56 : fonctionnement normal puis défaillance et reconfiguration en mode diphasé 60°

Dans les simulations présentées, les bras d'onduleur connectés aux phases sont commandés en courant, avec une spécificité par rapport au fonctionnement normal qui est présentée plus loin (cf. II.7.3.4). Le bras secours règle la tension homopolaire et il est commandé en tension avec un rapport cyclique $\alpha=1/2$ pour assurer en valeur moyenne une

tension nulle entre le neutre et le point milieu fictif du bus continu. Il est également possible de lui appliquer une surmodulation.

II.7.3.3 Courants homopolaires en mode diphasé

Il peut être observé sur la simulation précédente que l'ondulation haute fréquence du couple est légèrement accrue par ce mode de fonctionnement. En effet, l'une des spécificités du mode diphasé est l'apparition d'une tension homopolaire aux bornes de la machine.

$$\frac{v_A + v_B}{2} - v_N = \frac{d\Phi_{\text{hom}}}{dt} \quad (\text{II-16})$$

Φ_{hom} est le flux homopolaire correspondant dans les enroulements statoriques. Sur le schéma électrique équivalent de la figure II.57, l'inductance L des phases englobe l'inductance propre et l'inductance de fuite, et M est la mutuelle inductance entre deux phases.

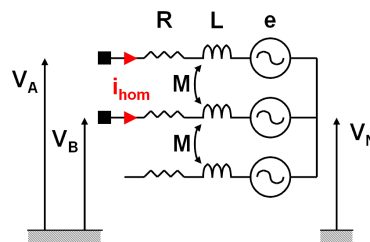


figure II.57 : schéma électrique équivalent de la machine

Il en résulte une ondulation de courant homopolaire à la fréquence de découpage, comme le présente la simulation de la figure II.58.

$$\frac{di_{\text{hom}}}{dt} = \frac{1}{L + M} \cdot \frac{d\Phi_{\text{hom}}}{dt} \quad (\text{II-17})$$

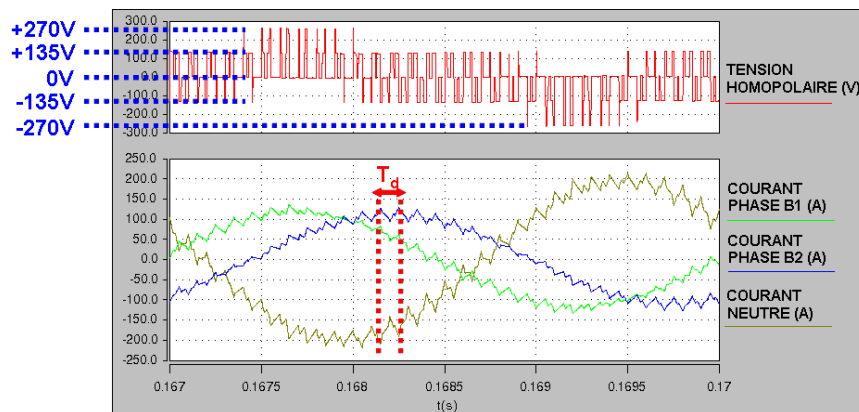


figure II.58 : tension homopolaire et ondulation de courant homopolaire

Cette composante homopolaire de courant ne crée pas de couple, elle génère seulement des pertes. Comme l'inductance mutuelle a une valeur généralement de l'ordre de la moitié de l'inductance propre, l'inductance qui limite l'ondulation de courant homopolaire vaut donc environ le tiers de l'inductance cyclique ($L-M$) de la machine, ce qui explique l'augmentation de l'ondulation des courants de phase. Cette impédance est toutefois assez importante pour qu'il ne semble pas nécessaire d'introduire un filtre de mode commun additionnel ou de spécifier un bobinage particulier de la machine.

II.7.3.4 Commande en mode diphasé avec découplage des phases

Pour une alimentation triphasée de la machine avec neutre isolé, le flux total d'une phase est proportionnel au courant dans cette phase.

$$\begin{cases} \Phi_A = L \cdot i_{phA} + M \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phC} = (L - M) \cdot i_{phA} \\ \Phi_B = L \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phA} + M \cdot i_{phC} = (L - M) \cdot i_{phB} \\ \Phi_C = L \cdot i_{phC} + M \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phA} = (L - M) \cdot i_{phC} \end{cases} \quad (\text{II-18})$$

La tension simple de chacune des phases $i = \{A, B, C\}$ peut s'écrire sous la forme :

$$v_i - v_N = e_i + R_{ph} \cdot i_{ph_i} + (L - M) \cdot \frac{d(i_{ph_i})}{dt} \quad (\text{II-19})$$

La tension aux bornes d'un enroulement n'est donc fonction que du courant circulant dans cette phase et de sa force électromotrice.

En mode diphasé, l'expression des flux fait apparaître un couplage entre les deux phases. En supposant la phase C déconnectée :

$$\begin{cases} \Phi_A = L \cdot i_{phA} + M \cdot i_{phB} \\ \Phi_B = L \cdot i_{phB} + M \cdot i_{phA} \end{cases} \quad (\text{II-20})$$

La tension simple d'un enroulement dépend alors également du courant parcourant l'autre enroulement.

$$\begin{cases} v_A - v_N = e_A + R_{ph} \cdot i_{phA} + L \cdot \frac{d(i_{phA})}{dt} + M \cdot \frac{d(i_{phB})}{dt} \\ v_B - v_N = e_B + R_{ph} \cdot i_{phB} + L \cdot \frac{d(i_{phB})}{dt} + M \cdot \frac{d(i_{phA})}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-21})$$

Pour une commande performante, il est donc nécessaire de découpler ces grandeurs en utilisant un changement de base approprié.

$$(\Phi) = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix} \cdot (i_{ph}) \rightarrow (\Phi') = \begin{bmatrix} L + M & 0 \\ 0 & L - M \end{bmatrix} \cdot (i'_{ph}) \quad (\text{II-22})$$

Selon le schéma de principe de la figure II.59, le système découplé est caractérisé par la matrice de passage P et la matrice inverse P^{-1} . La contribution des résistances statoriques est ici négligée.

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-23})$$

$$P^{-1} = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-24})$$

Cela revient donc à réguler la somme et la différence des courants.

$$i'_{phA} = \frac{i_{phA} + i_{phB}}{2} \quad (\text{II-25})$$

$$i'_{phB} = \frac{i_{phA} - i_{phB}}{2} \quad (\text{II-26})$$

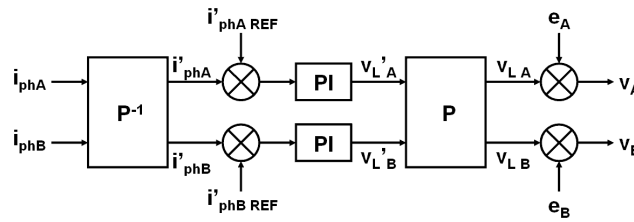


figure II.59 : régulation des courants découplés en mode diphasé

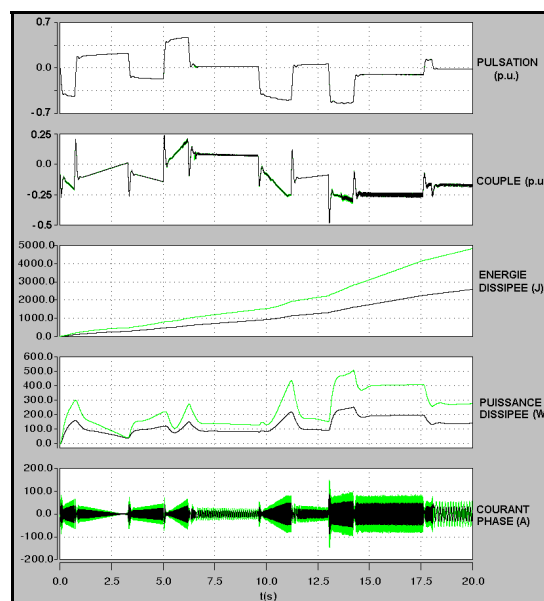
II.7.3.5 Performances des modes dégradés

II.7.3.5.a Fonctionnement secours à puissance nominale

La reconfiguration du mode triphasé au mode diphasé s'accompagne d'une majoration de courant de phase et de neutre pour maintenir l'intégralité des performances statiques et dynamiques. Les conséquences sur le dimensionnement des convertisseurs sont récapitulées dans le Tableau II-1. Les pertes sont calculées par simulation pour un profil de mission dimensionnant, avec les caractéristiques des modules utilisés dans le cadre de l'application expérimentale et sans prendre en compte les pertes dans les interrupteurs d'isolement. Il apparaît que le fonctionnement secours à puissance nominale pénalise le dimensionnement électrique et thermique de manière importante pour le mode diphasé 60° et plus modérément pour le mode diphasé 120° . Le cas du mode diphasé 60° est illustré à la figure II.60.

	Triphasé	Diphasé 120°	Diphasé 60°
Courant bras de phase	I_n	$1,5 \cdot I_n$	$1,73 \cdot I_n$
Courant bras secours	\emptyset	$1,5 \cdot I_n$	$3 \cdot I_n$
Ondulation crête de couple BF	0	$0,5 \cdot \langle C_{em} \rangle$	0
Pertes	420W	651W (+55%)	1009W (+140%)

Tableau II-1 : caractéristiques en fonctionnement normal et en fonctionnement secours à puissance nominale


 figure II.60 : simulation d'un EHA avec alimentation en mode triphasé (en noir/foncé) et en mode diphasé 60° (en vert/clair)

II.7.3.5.b Fonctionnement secours à puissance réduite

En l'absence de surdimensionnement électrique de l'onduleur, la réduction de puissance en fonctionnement secours qui en découle est définie dans le Tableau II-2. La comparaison des pertes est effectuée pour un courant de $50A_{\text{eff}}$, toujours sans prendre en compte la puissance dissipée dans les interrupteurs d'isolement.

	Triphasé	Diphasé 120°	Diphasé 60°
Couple moyen maximal	C_m	$0,67.C_m$	$0,57.C_m$
Ondulation crête de couple BF	0	$0,5.<C_{em}>$	0
Courant bras de phase	I_n	I_n	I_n
Courant bras secours	\emptyset .	I_n	$1,73.I_n$
Pertes	100%.	100%	127%

Tableau II-2 : caractéristiques en fonctionnement normal et en fonctionnement secours à puissance réduite

Selon l'équipement considéré, la reconfiguration impacte alors les performances statiques et/ou dynamiques de l'actionneur en fonction de ses spécifications.

- Les performances dynamiques fixent généralement le calibre en courant des interrupteurs. Alors, la limitation de courant en fonctionnement secours se traduit par une réduction du couple moteur maximal C_m et, de par le principe fondamental de la dynamique, par une accélération maximale plus faible qu'en fonctionnement normal.

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{C_m + C_{ch}}{J} \quad (\text{II-27})$$

Le fonctionnement secours s'accompagne donc d'une augmentation du temps de réponse de l'actionneur, comme l'illustre la simulation de la figure II.61 : la position du vérin présente une erreur de traînage. Par contre, comme la plage de vitesse est quasiment inchangée, le régime dégradé n'implique pas de réduction de vitesse et les points de fonctionnement statique les plus contraignants peuvent encore être atteints.

Les EHA de commandes de vol ont un fonctionnement impulsif ; ils requièrent donc rarement les pics de puissance nécessaires aux accélérations dimensionnantes des spécifications. La réduction de performances en fonctionnement secours pourrait être acceptable car l'impact sur la contrôlabilité de l'avion reste très modéré. Ce principe est déjà appliqué pour certaines gouvernes ayant deux actionneurs en parallèle, puisque les régimes transitoires les plus contraignants en termes de couple produit ne sont obtenus que par un fonctionnement conjoint des deux actionneurs.

Pour des équipements plus "rustiques" tels que des ventilateurs ou des pompes, cet aspect semble peu pénalisant car les performances dynamiques sont généralement de second ordre.

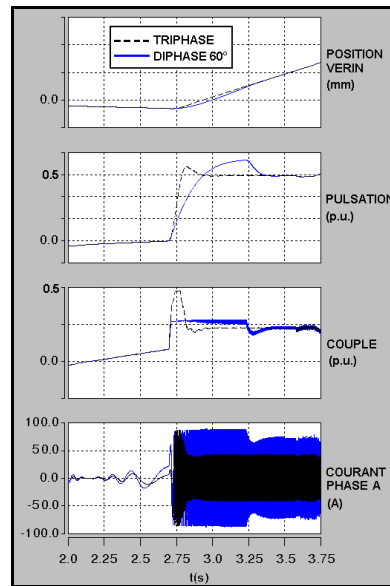


figure II.61 : réduction des performances dynamiques d'un actionneur en mode secours

- D'autre part, pour notre application de référence, le dimensionnement thermique est déterminé par les performances statiques et en particulier par la charge d'arrêt spécifiée. En conservant le dimensionnement thermique nominal, l'intégralité de la charge d'arrêt ne peut plus être maintenue et l'actionneur ne peut donc pas compenser seul les forces aérodynamiques les plus importantes. Dans le cas d'actionneurs en parallèle sur une surface de commande de vol, la puissance manquante peut être fournie par le (ou les) actionneur(s) redondant(s).

Pour les applications plus "rustiques", les performances sont souvent peu influentes devant les objectifs de disponibilité. En conséquence, en régime statique, les modes dégradés devraient être profitables même sans surdimensionnement de l'onduleur. Par exemple, dans le cas d'un actionneur dont la caractéristique de la charge mécanique est de type $C_{ch}=k.\Omega^2$, une réduction du couple d'un rapport n ($n>1$) se traduit par une limitation de sa vitesse de rotation d'un rapport $n^{1/2}$. Ainsi, pour le mode diphasé 60°, la vitesse de rotation n'est réduite que de 25% par rapport à sa valeur nominale. La perturbation sur la fonction assurée pourrait donc être acceptable pour ce type d'application.

II.8 Onduleur double

II.8.1 Association série et différentielle de cellules de commutation

II.8.1.1 Structures multi-niveaux

Pour exploiter la modularité des éléments de conversion génériques afin d'atteindre une puissance d'alimentation plus élevée tout en permettant une tolérance de panne, il a été proposé auparavant d'associer des cellules de commutation en parallèle (cf. II.5). Une autre configuration consiste à les associer en série, ce qui préfigure d'autre part des niveaux de tension continue plus élevés (cf. I.1.2.8). Les topologies multi-niveaux qui en résultent possèdent certains avantages par rapport à un onduleur 2 niveaux conventionnel. L'accroissement du nombre d'états de tension permet d'étager la tension de sortie et dans certains cas d'augmenter la fréquence de découpage apparente. De plus, une diminution de l'amplitude des fronts de commutation génère une réduction des courants de mode commun. Pour une qualité spectrale donnée des ondes en sortie, les pertes par commutation sont réduites par rapport à un onduleur 2 niveaux. Par contre, l'augmentation du nombre de composants occasionne une majoration des pertes par conduction.

Une topologie classique d'onduleur NPC 3 niveaux [MEY92] [KIM93] est représentée à la figure II.62, où les pointillés délimitent le module de conversion générique. Dans le contexte de cette étude, elle présente un manque de compatibilité avec l'approche modulaire envisagée, en particulier à cause des diodes additionnelles. D'autre part, l'équilibrage du point milieu du bus continu par un diviseur capacitif présente une difficulté supplémentaire qui nécessite une solution appropriée telle qu'une commande spécifique [LEE96] [LIU91]. Il est aussi envisageable d'associer les cellules en cascade pour obtenir un onduleur 3 niveaux, comme dans [SOM03], mais le dimensionnement de cette topologie n'est pas avantageux.

Ce type de structure requiert deux sources de tension continue isolées. En l'absence d'une architecture de réseau de bord adaptée (réseaux de distribution continue haute tension), il faut recourir par exemple à un transformateur redresseur à deux enroulements secondaires, ce qui peut pénaliser la compacité du convertisseur. Une topologie de type "flying capacitor" (figure II.63) ne requiert qu'une source de tension continue, au prix de condensateurs supplémentaires [MEY06] [BAU00].

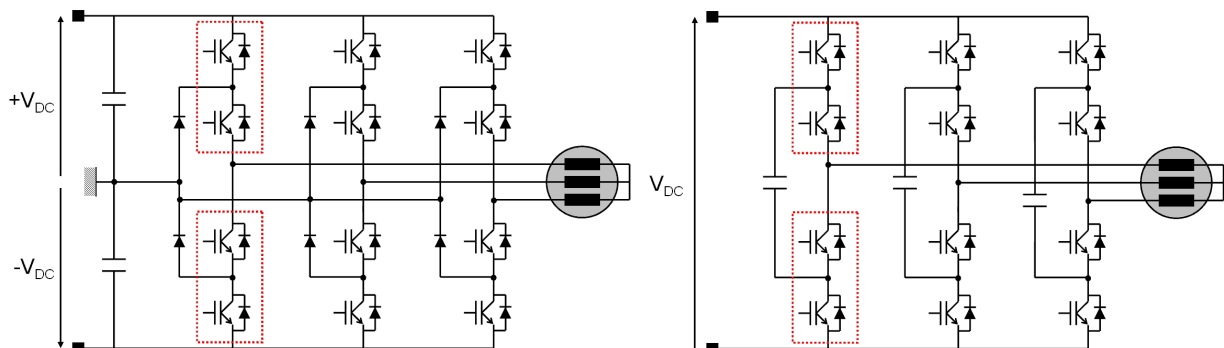


figure II.62 : topologie classique d'onduleur 3 niveaux

figure II.63 : onduleur 3 niveaux "flying capacitor"

Aux niveaux de tension continue imaginés (270V-800V), le calibre en tension des interrupteurs n'est pas un critère de dimensionnement critique. Aussi, le partitionnement des

interrupteurs offert par ces structures multi-niveaux ne constitue pas un avantage majeur. Par contre, il est plus intéressant d'associer les cellules de commutation de manière à appliquer des niveaux de tension de sortie supérieurs, à tension continue imposée, et à faciliter ainsi la couverture de plages de vitesse plus élevées.

II.8.1.2 Onduleur double

La topologie de la figure II.64, que nous nommerons onduleur double, constitue un moyen d'association différentielle des cellules de commutation en redondance active pour augmenter la tension et donc la puissance d'alimentation de la machine, dont les six bornes statoriques doivent être accessibles. Cette structure présente un degré de redondance élevé à plusieurs niveaux (cellules de commutation, enroulements de la machine, bus continus), ce qui peut être exploité pour accroître la disponibilité fonctionnelle de l'onduleur.

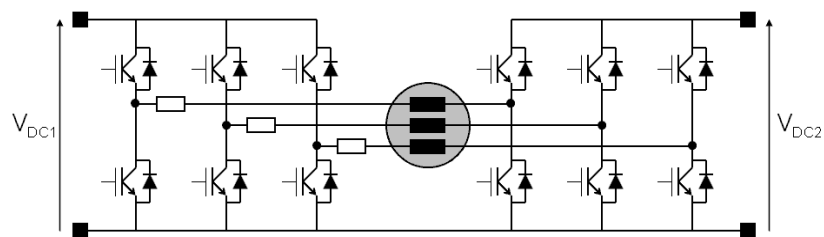


figure II.64 : onduleur double à sources de tension continue isolées

Pour $V_{DC1}=V_{DC2}$, les états de tension de sortie sont ceux d'un onduleur 3 niveaux. Pour les raisons évoquées précédemment, cette topologie est surtout intéressante si les deux sources de tension continue isolées sont naturellement mises à disposition par l'architecture du réseau. En ce cas, cette structure permettrait d'envisager de nombreuses possibilités de reconfiguration, et éventuellement de secourir les charges d'un réseau continu défaillant en transférant une composante continue de courant via l'alimentation de la machine (figure II.65) [BAU05]. Cela préfigure des architectures de distribution par réseaux continus à disponibilité élevée. Toutefois, comme les études présentées dans ce mémoire sont basées sur des architectures de réseau classiques, ces aspects ne sont pas développés davantage.

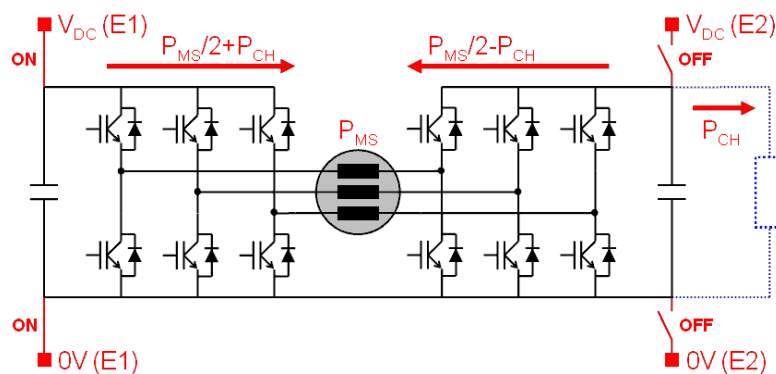


figure II.65 : alimentation d'un réseau continu en défaut par transfert de puissance à travers un ensemble convertisseur-machine

Cette topologie d'onduleur double est donc envisagée pour un bus continu unique (figure II.66). Par rapport à une topologie d'onduleur triphasé classique, à calibre en courant et en tension identique des interrupteurs, le même couple peut être fourni et les tensions différentielles appliquées aux phases peuvent être augmentées d'un facteur 1,9 (ou 2 sans

considérer de surmodulation). En effet, la pleine tension du bus continu peut être appliquée aux enroulements de la machine. Par contre, la tension homopolaire doit être contrôlée pour minimiser le courant homopolaire. Or une commande pleine onde produit des tensions qui contiennent des harmoniques à fréquence triple du fondamental et ces harmoniques introduisent des composantes de courant homopolaires indésirables qui se rebouclent à travers le bus continu. La zone de surmodulation est donc restreinte : la tension de sortie est limitée à $1,1V_{DC}$ [WEL03-2].

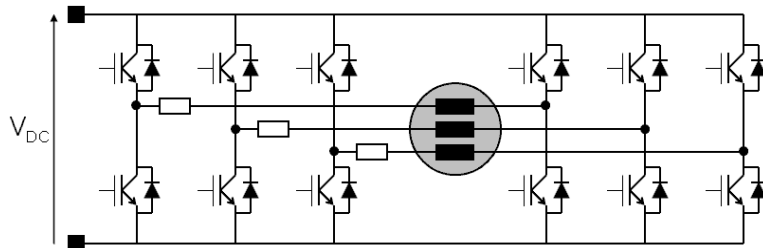


figure II.66 : onduleur double à source de tension continue unique avec interrupteurs d'isolement (représentés par les rectangles vides)

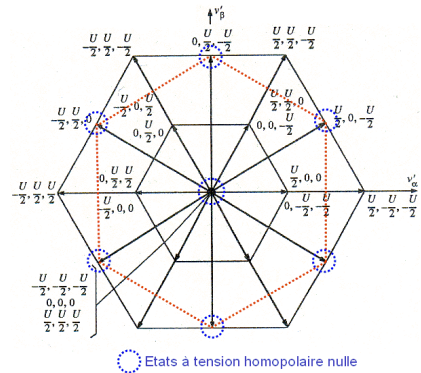


figure II.67 : représentation des états de tension dans le plan (α, β)

Comme les courants de phase peuvent présenter une composante homopolaire, le système d'équation (II-18) est couplé. Il doit donc être découplé par un changement de base adapté, par exemple en utilisant la transformation de Concordia [MEI04]. En négligeant la résistance statorique :

$$\begin{pmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L+2M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{pmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} e_0 \\ e_\alpha \\ e_\beta \end{pmatrix} \quad (II-28)$$

Il apparaît dans cette équation que le courant homopolaire n'est limité que par l'inductance de fuite L_f de la machine (figure II.68).

$$v_0 = \frac{v_A + v_B + v_C}{3} - \frac{v_{A'} + v_{B'} + v_{C'}}{3} = \left\{ \pm V_{DC}, \pm \frac{2V_{DC}}{3}, \pm \frac{V_{DC}}{3}, 0 \right\} \quad (II-29)$$

$$L_f = L + 2M \quad (II-30)$$

Ainsi, si l'inductance de fuite du moteur est faible, l'ondulation des courants est importante. Comme la composante homopolaire de courant ne participe pas à la génération du couple, cette ondulation ne se reporte pas sur le couple mais cela implique une valeur efficace de courant majorée et des pertes supplémentaires. Pour minimiser cette composante, la commande ne devrait utiliser que les 7 états parmi 27 pour lesquels la tension homopolaire est théoriquement nulle (figure II.67) ; cela devrait également améliorer les aspects CEM.

Toutefois, comme la commutation des bras ne peut être contrôlée parfaitement (disparités de caractéristiques des interrupteurs, temps mort), la machine doit être dimensionnée pour avoir une inductance de fuite suffisante. Pour le modèle de simulation, la machine a une inductance de fuite qui vaut 20% de l'inductance de phase. En passant à 40%, l'ondulation de courant est réduite (figure II.69).

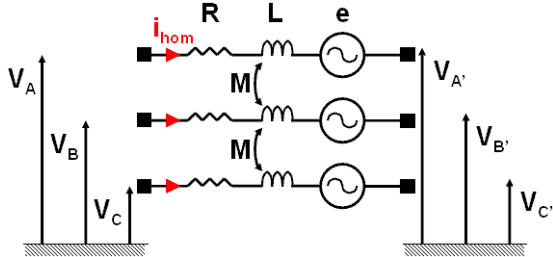


figure II.68 : courant homopolaire dans l'onduleur double

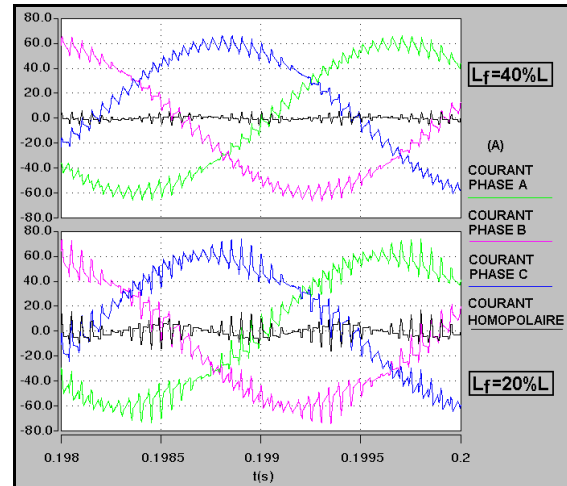


figure II.69 : ondulation de courant homopolaire pour $L_f=20\%L$ et $L_f=40\%L$

La commande de l'onduleur est semblable à celle d'un onduleur monophasé en pont en mode unipolaire. Comme la somme des courants de phase n'est plus nulle, il est nécessaire d'alimenter séparément les trois phases de la machine et donc de réguler le courant dans chacune des phases. Dans les simulations, les trois cellules de l'un des onduleurs triphasés sont commandées en courant par MLI intersective. Chacune des cellules du second onduleur est commandée en tension, en lui appliquant une modulante inverse de celle de la cellule en vis-à-vis. L'effet est identique à celui d'un déphasage de 180° des porteuses entre les deux onduleurs puisque les butées de modulante sont égales en valeur absolue. Cette commande diagonale permet de doubler la fréquence de découpage apparente vue par le courant de phase, comme le représente la simulation de la figure II.70, sur laquelle F1 et F2 sont les fonctions de modulation appliquées aux transistors supérieurs de deux cellules en vis-à-vis. F1-F2 est donc représentative de la tension différentielle 3 niveaux appliquée à l'enroulement de la machine. Ainsi, pour un même niveau d'ondulation de courant, la fréquence de découpage peut être réduite de moitié, ce qui occasionne une diminution des pertes par commutation et des contraintes de CEM.

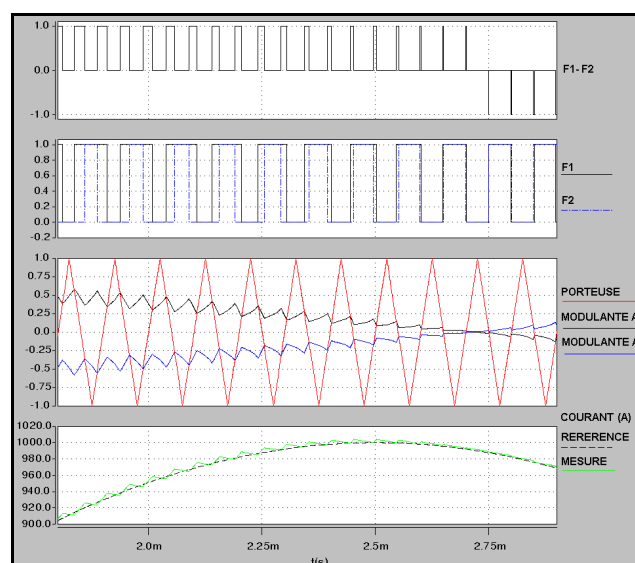


figure II.70 : commande diagonale de l'onduleur double par MLI intersective

II.8.2 Procédures d'isolement sur défaut

Les modes de défaut de l'onduleur double ont des conséquences semblables à celles de l'onduleur triphasé, mais le niveau de redondance élevé procure des degrés de liberté supplémentaires. Ainsi, une défaillance de transistor de type haute impédance occasionne une distorsion des courants générant une ondulation de couple, mais la dégradation du fonctionnement peut être limitée par une adaptation de la commande.

Par contre, dans le cas d'une défaillance d'un transistor de type basse impédance, l'ouverture des autres transistors connectés à l'enroulement concerné ne permet pas d'isoler le défaut puisqu'il subsiste un chemin de court-circuit avec la diode antiparallèle de la cellule en vis-à-vis du transistor défaillant. Même si la contrôlabilité de l'actionneur n'est pas totalement perdue, le courant de court-circuit présente des amplitudes élevées et le couple subit en conséquence de fortes ondulations (figure II.72). Pour assurer l'isolement, cette topologie doit donc comporter un dispositif d'isolement par enroulement machine, soit trois dispositifs (figure II.66).

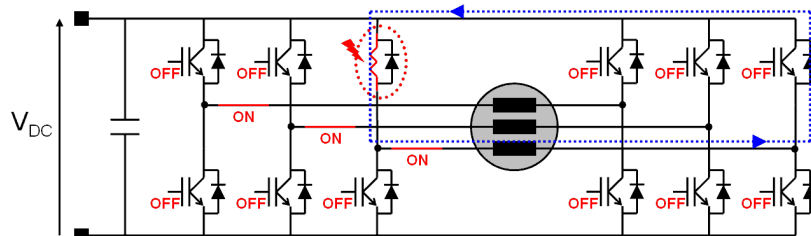


figure II.71 : blocage de l'onduleur double – chemin du courant de court-circuit

La procédure d'isolement consiste à bloquer l'ensemble des transistors sains de l'onduleur (figure II.71), ce qui provoque l'annulation des courants des deux phases non impactées par le défaut. Ainsi, l'évolution du courant de défaut ne dépend plus que de la force électromotrice servant de source d'excitation ; il est de type courant redressé mono-alternance et son amplitude est limitée principalement par l'inductance propre de la machine. Par conséquent, l'annulation de ce courant ne peut être attendue pendant une trop longue durée. La simulation confirme ce comportement (figure II.73) : l'isolement peut être effectué en moins d'une période électrique.

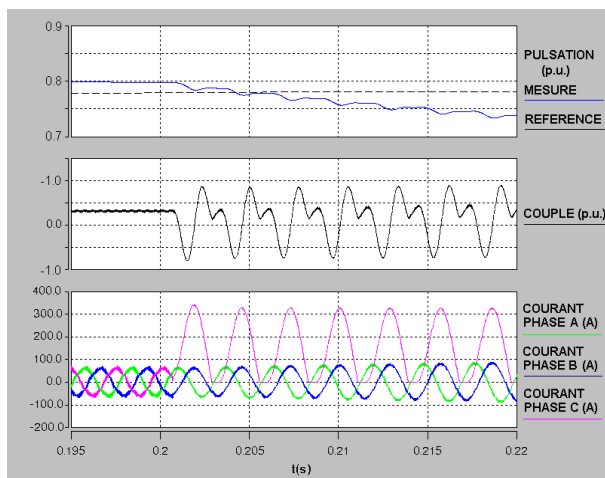


figure II.72 : défaut basse impédance avec blocage des autres transistors de l'enroulement concerné

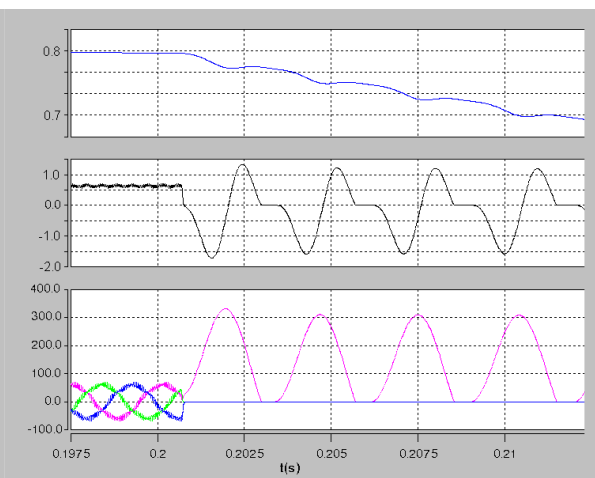


figure II.73 : défaut basse impédance avec blocage de tous les transistors sains

Enfin, un avantage supplémentaire de l'onduleur double est de pouvoir isoler un défaut de court-circuit entre phases du moteur, ce que ne permet aucune des autres topologies proposées. Il est en effet possible de supprimer le chemin de court-circuit en ouvrant symétriquement les bras des deux phases concernées. L'actionneur peut alors être mis à l'arrêt de manière sécurisée.

II.8.3 Fonctionnement secours de l'onduleur

Suite à l'isolement d'une cellule de commutation et au blocage de la cellule opposée, le fonctionnement est maintenu sur les deux phases restantes (figure II.74).

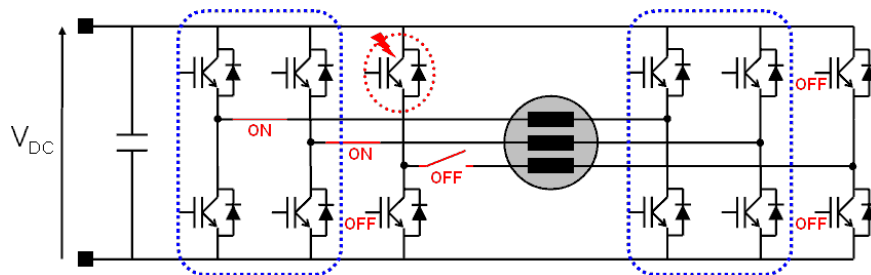


figure II.74 : reconfiguration de l'onduleur double pour un fonctionnement secours en mode diphasé

Pour les mêmes raisons qui ont été exposées dans le cas de l'onduleur 4 bras (cf. II.7.3.1), le fonctionnement en mode diphasé sans reconfiguration de la commande se traduit par une ondulation de couple importante. Les consignes de courant sont donc décalées de la même manière que pour le mode diphasé 60° de l'onduleur 4 bras (figure II.75). Le couple maximal produit est alors réduit d'un facteur 0,67 par rapport au fonctionnement normal de l'onduleur :

$$C_{em60^\circ} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot p \cdot \Phi_m \cdot \hat{I}_{ph} = \frac{C_{em3\varphi}}{\sqrt{3}} \quad (\text{II-31})$$

En laissant de côté les différentes surmodulations envisageables, la plage de vitesse couverte reste identique en mode secours.

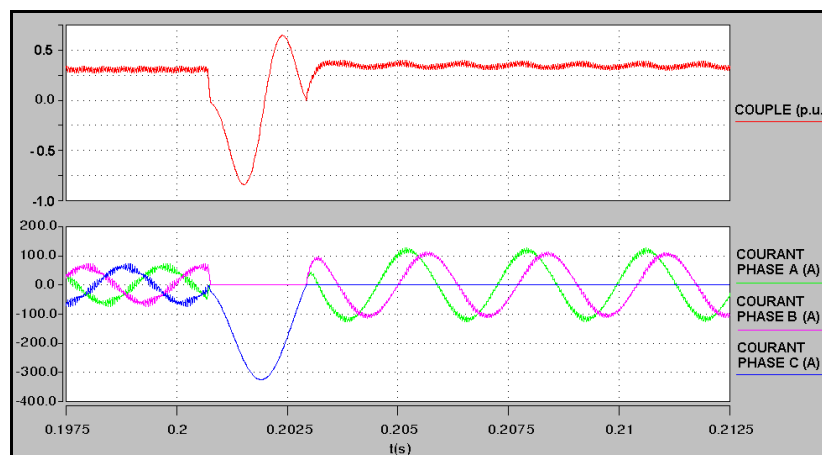


figure II.75 : fonctionnement normal, isolement et reconfiguration de l'onduleur double

En ce qui concerne la commande, l'onduleur double requiert, comme l'onduleur 4 bras, un découplage des courants pour un fonctionnement optimum en mode diphasé (cf. II.7.3.4). De plus, l'ondulation de courant homopolaire est limitée par le terme $(L+M)$ en mode diphasé (cf. II.7.3.3), et non plus uniquement par l'inductance de fuite de la machine comme en fonctionnement normal.

Enfin, la simulation de la figure II.76 représente les pertes de l'onduleur double en fonctionnement normal et secours, dans les mêmes conditions que l'onduleur triphasé : même profil de mission et paramètres identiques pour la machine et les interrupteurs. Cependant, pour un même niveau d'ondulation du courant, la fréquence de découpage de l'onduleur double est réduite de moitié ($F_d=5\text{kHz}$). Le détail des pertes dans un interrupteur est donné par la figure II.77 pour chacune des topologies.

- En fonctionnement normal, l'onduleur double présente des pertes moyennes majorées de 56% par rapport à l'onduleur triphasé. Si les pertes par commutation par composant sont réduites d'environ 50% pour l'onduleur double, l'augmentation du nombre de composants est logiquement à l'origine de la dissipation de puissance globalement plus élevée puisqu'aux "faibles" fréquences de découpage considérées, les pertes par commutation ne sont pas prépondérantes. D'autre part, les pertes des interrupteurs d'isolement ne sont pas représentées ici, mais elles sont identiques pour les 2 topologies en mode triphasé puisqu'autant d'interrupteurs conduisent les mêmes courants.
- A l'inverse, pour le fonctionnement secours en mode diphasé 60° , la puissance dissipée par l'onduleur double est réduite de 18% par rapport à l'onduleur 4 bras puisque les pertes par conduction sont davantage équilibrées entre les deux topologies, en particulier à cause du courant plus important qui passe dans le bras secours de l'onduleur 4 bras. La contribution des pertes par commutation est donc plus significative. De plus, si l'on prend en compte les pertes des interrupteurs d'isolement, qui ne sont pas représentées ici, la puissance dissipée en mode secours par l'onduleur double est encore réduite par rapport à l'onduleur 4 bras puisqu'il n'y a que deux interrupteurs qui conduisent le courant pour la première topologie contre trois pour la seconde.

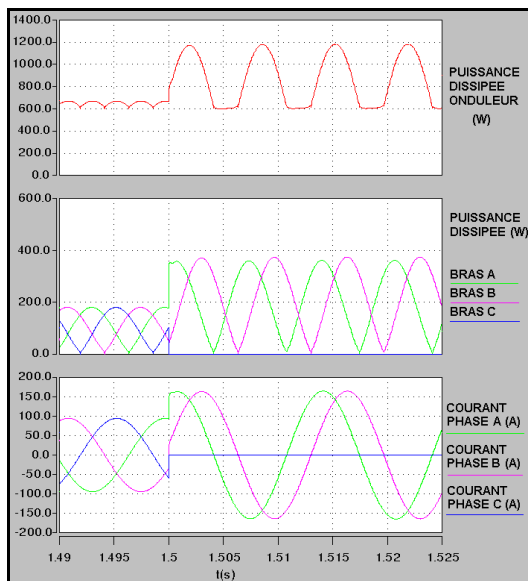


figure II.76 : pertes dans l'onduleur double en mode normal et en mode secours

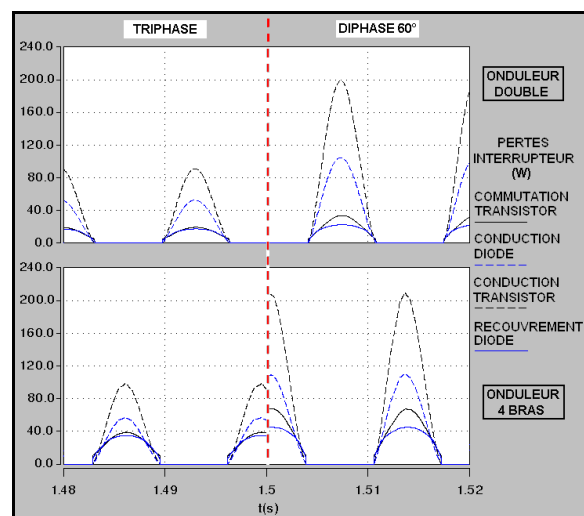


figure II.77 : comparaison des pertes entre l'onduleur double et l'onduleur 4 bras avec neutre relié

II.9 Synthèse comparative des topologies

Pour faciliter la comparaison des topologies d'onduleur à tolérance de panne en fonction de l'application envisagée, une synthèse de leurs caractéristiques conclut ce chapitre. Les critères comparatifs généraux sont les performances en mode normal et en mode secours, le dimensionnement silicium, la fiabilité, la disponibilité et le dimensionnement thermique. Une défaillance est définie ici par la perte fonctionnelle d'un bras d'onduleur.

Dans les sous-chapitres précédents, les topologies d'onduleur ayant le niveau de redondance le plus élevé (6 bras) ont été proposées dans le but d'utiliser les modules de conversion génériques pour couvrir des applications sur une plus large gamme de puissance. Or, pour assurer l'homogénéité de ce comparatif, le dimensionnement de chaque topologie est établi pour une même puissance nominale, en prenant comme référence un onduleur triphasé 2 niveaux classique. A tension continue imposée, le calibre en courant des topologies à 6 bras est donc réduit de moitié.

Une autre topologie que celles décrites précédemment est traitée dans ce sous-chapitre. Celle-ci est considérée ici à titre de comparaison extrême du point de vue de la redondance puisqu'elle présente une redondance active totale onduleur-bobinage, comme ce peut être le cas de deux ensembles onduleur-machine couplés au niveau de l'arbre moteur ou de deux onduleurs alimentant une machine double étoile [MEI04]. En cas de défaut, différents principes sont envisageables pour l'isolement, mais pour assurer l'homogénéité de ce comparatif il est utilisé le même type d'interrupteur d'isolement que pour les autres topologies. Ainsi, la topologie considérée comprend deux ensembles onduleur-machine à arbres solidaires non débrayables, chacun comportant deux interrupteurs d'isolement disposés sur les phases de la machine (figure II.78). Cette configuration permet ainsi d'isoler les modes de défaut envisagés pour que l'ensemble onduleur-machine sain puisse assurer le fonctionnement secours sans avoir à compenser la contribution d'un couple de défaut.

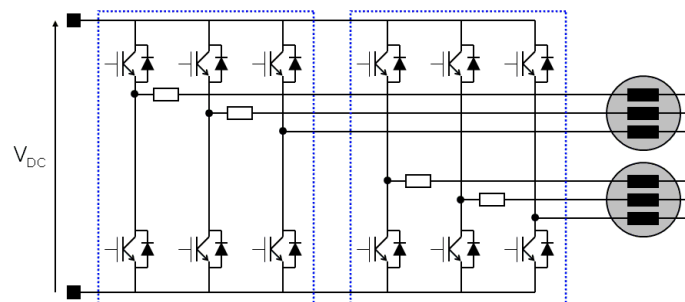


figure II.78 : topologie à redondance active totale onduleur-bobinage

Les valeurs numériques calculées pour les différents critères de comparaison sont consignées ci-dessous (Tableau II-3) pour chacune des topologies décrites. N_{sc} est le nombre d'interrupteurs 3 segments constitués d'un transistor et d'une diode antiparallèle. N_{is} est le nombre minimum d'interrupteurs d'isolement 4 segments pour assurer un arrêt sécurisé sur le dernier défaut. N_{def} est le nombre de défaillances internes pouvant être tolérées pour autoriser un fonctionnement secours. Les autres critères de comparaison sont définis et commentés par la suite.

Topologies	N_{sc}	N_{is}	N_{def}	F_{Si} (deg) F_{Si} (nom)	I_{ms}	P_{dn}	$\frac{P_{ds deg}}{P_{ds nom}}$	λ_{ond}
Onduleur triphasé ¹	6	0	0	∅	0	100%	∅	3.10^{-5}
Onduleur 6 bras parallélisés	12	6	≥ 1 ≤ 3	$1+6d_s$ $2+12d_s$	$0,5 \leq I_{ms} \leq 1,5$ $1 \leq I_{ms} \leq 3$	109%	55% 100%	$3,1.10^{-7}$
Onduleur 4 bras redondant	8	6	1	$1,3+12d_s$	1	100%	100%	$4,6.10^{-7}$
Onduleur 4 bras à neutre relié	8	≥ 3 ≤ 4	1	$1,6+9,5d_s$ $1,3+8d_s$ $2,7+16,4d_s$	$0,57 (60^\circ)$ $0,67 (120^\circ)$ $1 (60^\circ)$	100%	126% 100% 235%	$4,6.10^{-7}$
Onduleur double	12	3	1	$1+3d_s$ $1+3d_s$ $1,7+5,2d_s$	$0,57 (60^\circ)$ $0,67 (120^\circ)$ $1 (60^\circ)$	79%	52% 52% 89%	$12,1.10^{-7}$
Redondance onduleur-bobinage	12	≥ 4 ≤ 6	1	$1+4d_s$ $2+8d_s$	0,5 1	109%	55% 100%	$9,1.10^{-7}$

Tableau II-3 : caractéristiques opérationnelles comparées des topologies d'onduleur à iso-puissance nominale

II.9.1 Plage de fonctionnement

Le fonctionnement de l'actionneur est caractérisé ici par les plages de tension et de courant délivrées par l'onduleur en fonctionnement normal et secours, qui définissent les caractéristiques mécaniques (couple et vitesse). En fonctionnement normal, les topologies d'onduleur à 4 bras couvrent les mêmes plages tension-courant que l'onduleur triphasé. L'onduleur à bras parallélisés permet une réduction de moitié du courant nominal pour une même amplitude de couple, comme la topologie à redondance totale onduleur-bobinage. Quant à l'onduleur double, il peut doubler la tension différentielle appliquée aux enroulements de la machine ; le courant est ainsi réduit de moitié à iso-puissance.

Les topologies sont difficilement comparables uniformément sur ces critères dans la mesure où la démarche suivie dans ce mémoire propose d'exploiter la modularité des éléments de conversion génériques plutôt que d'effectuer de la segmentation de puissance. Alors, puisque le choix d'une topologie dépend en premier lieu de la puissance requise pour l'application, l'influence des spécifications de l'actionneur sur la définition des caractéristiques de l'ensemble machine-convertisseur ne peut intervenir qu'entre topologies de même puissance nominale. Par conséquent, pour que cette synthèse conserve son uniformité quel que soit l'équipement envisagé, les topologies sont comparées ici au niveau de l'impact du fonctionnement secours sur le dimensionnement électrique et thermique.

¹Pour être représentative des convertisseurs industriels considérés du point de vue du dimensionnement électrique et thermique, la topologie d'onduleur triphasée de référence ne comporte pas d'interrupteurs d'isolement. Mais il faudrait qu'elle en comporte au moins deux pour disposer, comme les autres topologies, de la même capacité d'isolement sur le dernier défaut.

II.9.2 Dimensionnement électrique

Le facteur de dimensionnement silicium F_{Si} de l'onduleur est le rapport du dimensionnement silicium de l'ensemble des interrupteurs de la topologie par rapport à celui d'un onduleur triphasé classique sans tolérance de panne.

$$F_{Si} = \frac{\sum \hat{V} \cdot \hat{I} + d_s \cdot \sum \hat{V}_{is} \cdot \hat{I}_{is}}{6 \cdot V_{DC} \cdot \hat{I}_{ph}} \quad (\text{II-32})$$

Ce paramètre intègre de manière spécifique la présence des interrupteurs d'isolement (indice *is*). En effet, ceux-ci ne sont pas soumis aux mêmes contraintes puisqu'ils ne commutent que lors des reconfigurations et leur dimensionnement n'est donc pas identique à celui des interrupteurs 3 segments des cellules de commutation. Pour prendre en compte cette distinction, le facteur de dimensionnement silicium calculé pour les interrupteurs d'isolement 4 segments est multiplié par un gain d_s , qui doit être représentatif de cette différence. D'autre part, pour le calcul des tensions d'isolement, seule la plage de vitesse à couple constant est considérée : les forces électromotrices restent limitées aux valeurs accessibles sans défluxage.

Le critère F_{Si} donne une indication de la différence de coût silicium relative entre les topologies, en considérant le coût des composants proportionnel aux contraintes qu'ils doivent supporter. L'inverse de F_{Si} représente donc le facteur de surcoût de la topologie : son dimensionnement est d'autant plus optimisé que ce nombre est proche de l'unité. Les éléments annexes tels que le circuit de puissance, la logique de commande et les capteurs n'interviennent pas ici.

Le dimensionnement silicium des topologies est établi pour un fonctionnement secours à puissance nominale et à puissance réduite, ce que traduit la valeur correspondante du paramètre I_{ms} , l'indice de disponibilité qui représente la réduction de puissance disponible après une défaillance. Pour les topologies pouvant tolérer plusieurs (k) pannes, la puissance en mode secours est sommée pour chacune des défaillances successives.

$$I_{ms} = \frac{\sum_k P_{\max}(reconf_k)}{P_{\max}(normal)} \quad (\text{II-33})$$

Pour une seule panne tolérée, ce critère traduit la marge de dimensionnement lors de l'utilisation des composants en fonctionnement normal.

D'autre part, un indice de coût technologique I_{ct} est établi pour synthétiser l'impact de la tolérance de panne sur le potentiel d'intégration des topologies. Il est défini par le produit du facteur de dimensionnement silicium par le nombre d'interrupteurs (3 segments et 4 segments) de la topologie, lui-même normalisé par rapport au nombre d'interrupteurs de l'onduleur classique non reconfigurable.

$$I_{ct} = \frac{F_{Si} \cdot (N_{sc} + N_{is})}{6} \quad (\text{II-34})$$

Plus l'indice évalué est faible, plus le potentiel d'intégration de la topologie est élevé. Dans le cas d'interrupteurs de même type que ceux utilisés pour les études expérimentales, il peut être remarqué que chaque interrupteur est associé à une commande rapprochée.

Enfin, un facteur mérite F_m peut être défini pour résumer les caractéristiques des topologies pour les différents critères de dimensionnement et de disponibilité.

$$F_m = N_{def} \cdot \frac{6}{(N_{sc} + N_{is})} \cdot \frac{1}{F_{Si}} \cdot \frac{P_{max}(secours)}{P_{max}(normal)} \quad (II-35)$$

Pour la plupart des topologies, ce critère est redondant avec l'indice de coût technologique et il n'est par conséquent pas représenté.

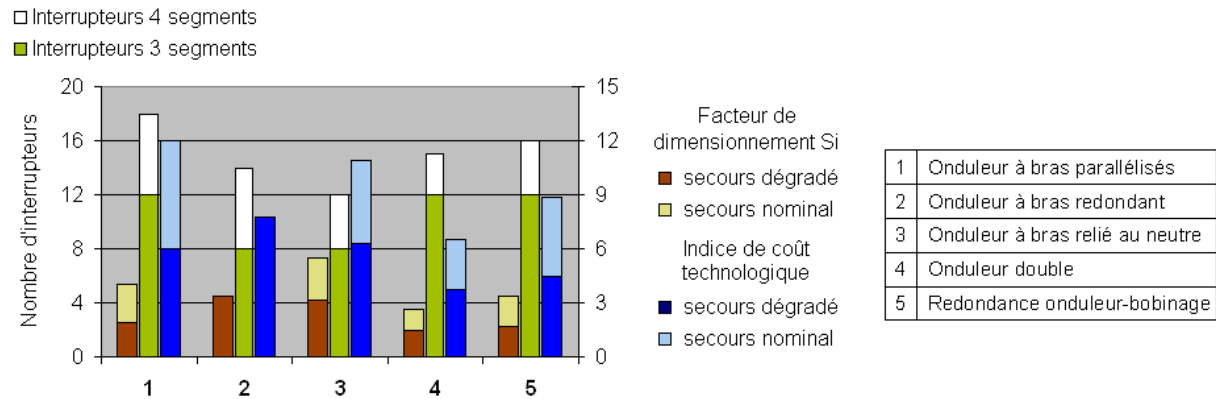


figure II.79 : critères de dimensionnement électrique des topologies d'onduleur

Les différentes données sont reportées dans le graphe de la figure II.79, dont découlent les observations suivantes.

- Les écarts entre les dimensionnements des topologies étant proportionnellement plus importants que les écarts entre les quantités d'interrupteurs, l'indice de coût technologique suit globalement l'évolution du facteur de dimensionnement silicium.
- L'onduleur à bras parallélisés peut tolérer entre 1 et 3 défaillances. Cependant, dans le pire cas (une seule panne tolérée), le rapport entre dimensionnement et disponibilité n'est pas des plus avantageux, en particulier car cette topologie possède le plus grand nombre de composants.
- L'onduleur à bras secours redondant est surtout pénalisé par le nombre d'interrupteurs d'isolement. Par contre, c'est la seule topologie pour laquelle le fonctionnement secours à puissance nominale ne nécessite pas de surdimensionnement électrique ; son indice de coût technologique est donc particulièrement intéressant pour cette condition de fonctionnement.
- L'onduleur 4 bras avec neutre relié a le dimensionnement électrique le plus contraignant, et il le devient encore davantage pour un fonctionnement secours à puissance nominale. Cela est dû en particulier à la contrainte en courant du bras secours en fonctionnement diphasé 60°. Par contre, cette topologie est celle qui comporte le moins d'interrupteurs.
- L'onduleur double a le facteur de dimensionnement silicium et l'indice de coût technologique les plus faibles, que ce soit pour un fonctionnement secours dégradé ou nominal. Cela provient à la fois du faible nombre d'interrupteurs d'isolement et des contraintes électriques réduites. Le principal inconvénient par rapport à un onduleur 4 bras est le nombre élevé de cellules de commutation, qui peut se répercuter sur la compacité du convertisseur.
- La redondance onduleur-bobinage est, sur le plan électronique, assez semblable à l'onduleur à bras parallélisés. Par rapport à celle-ci, elle présente l'avantage de ne nécessiter que 4 interrupteurs d'isolement. Par contre, la redondance de bobinage a forcément un impact important sur la masse, le volume et le coût de l'actionneur, ce qui n'apparaît pas à travers les paramètres exposés ici.

II.9.3 Puissance dissipée

Le rendement de l'onduleur est un autre critère important car le système de refroidissement peut avoir une importance considérable sur la compacité de l'actionneur. Dans le tableau de comparaison présenté plus haut sont répertoriés les calculs de puissance dissipée par les semi-conducteurs pour chaque topologie en fonctionnement normal (P_{dn}) et secours (P_{ds}). Les pertes sont calculées pour un fonctionnement permanent en modulation sinusoïdale (hors surmodulation), avec les caractéristiques du module utilisé pour les études expérimentales et les paramètres répertoriés ci-dessous (Tableau II-4).

\hat{I}_{ph}	V_{DC}	F_d	m_{max}	$\cos \varphi$	T_j
50A crête	270V	20kHz	0,9	0,8	125°C

Tableau II-4 : paramètres utilisés pour le calcul des pertes des topologies d'onduleur

Puis les valeurs obtenues sont normalisées par rapport aux pertes de la topologie de référence. Les valeurs répertoriées (Tableau II-3) ne tiennent pas compte des pertes des interrupteurs d'isolement, qui peuvent varier fortement selon la technologie employée, pour qu'elles ne masquent pas le comportement des topologies.

A titre indicatif, la contribution des interrupteurs d'isolement est précisée sur la figure II.80, dans le cas du fonctionnement secours à puissance réduite et avec les paramètres des composants utilisés pour les études expérimentales. Alors, la puissance dissipée est à peu près doublée pour chacune des topologies. Cette contribution conditionne donc de manière importante le dimensionnement du système de refroidissement ; le choix des interrupteurs d'isolement est effectivement un point critique pour la conception du convertisseur.

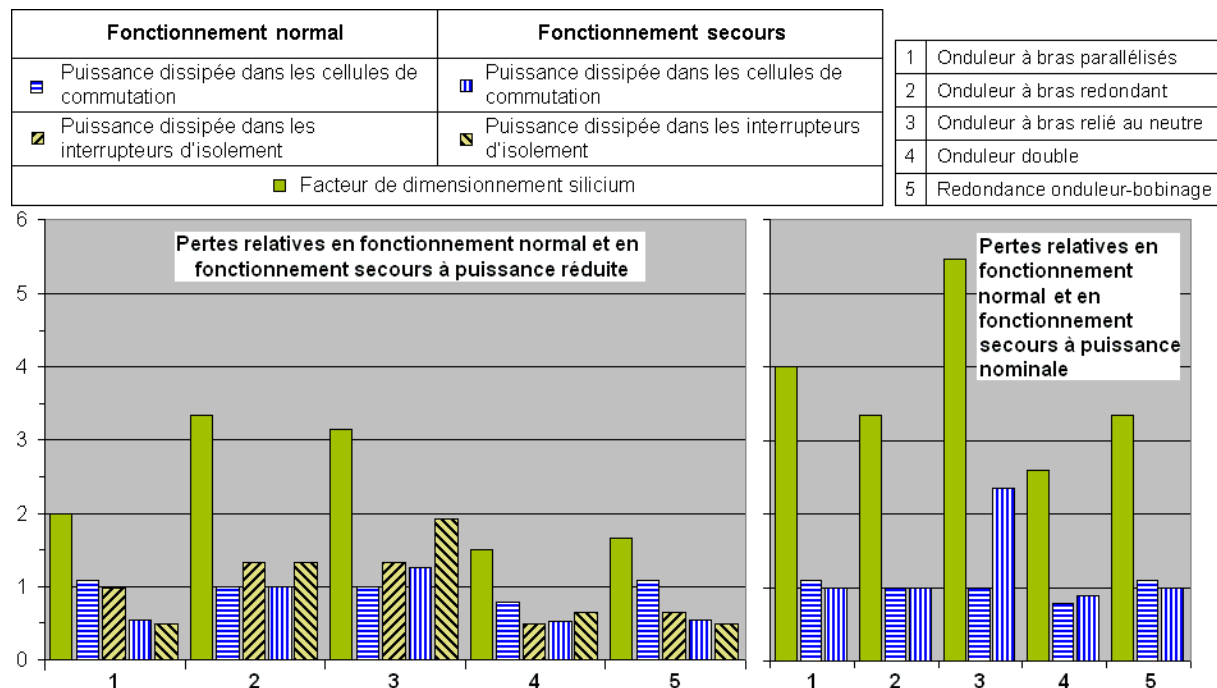


figure II.80 : puissance dissipée par chaque topologie selon le mode de fonctionnement

Les constatations suivantes sont établies à partir de la figure précédente, sans tenir compte de la contribution des interrupteurs d'isolement.

- En fonctionnement normal, les pertes sont logiquement inchangées pour les onduleurs 4 bras (références 2 et 3) par rapport à la topologie de référence. Les différents onduleurs 6 bras (1,4,5) présentent une majoration des pertes de 9%, hormis l'onduleur double (4) pour lequel la plus faible puissance dissipée (-21%) est due principalement à la réduction de moitié de la fréquence de découpage que permet cette topologie.
- En fonctionnement secours, les topologies reconfigurées en onduleur triphasé classique (onduleur à bras parallélisés (1), onduleur à bras redondant (2) et ensemble onduleur-machine redondant (5)) ne présentent logiquement pas de majoration de la puissance dissipée en mode nominal ($P_{ds\ nom}=100\%$).
- L'onduleur à bras additionnel relié au neutre (3) dissipe davantage de puissance en mode dégradé diphasé 60° ($P_{ds\ deg}=126\%$). Le fonctionnement secours à puissance nominale est beaucoup plus pénalisant pour le dimensionnement thermique car les pertes sont alors majorées de 135%, en particulier à cause des pertes dans le bras connecté au neutre.
- A l'inverse, l'onduleur double présente par rapport à la topologie de référence des pertes réduites (-11%) pour un fonctionnement post-défaillance sans réduction de puissance. C'est donc la topologie qui requiert le dimensionnement thermique minimal, pour les paramètres considérés et en particulier une fréquence de découpage apparente de 20kHz.

Ces éléments de réponse permettent d'envisager les contraintes de dimensionnement pour la dissipation thermique. En particulier, le fonctionnement à puissance constante est assez représentatif de certains EHA de surfaces de commande de vol puisque ceux-ci peuvent avoir à tenir en permanence une charge d'arrêt spécifiée, qui est dimensionnante thermiquement. Toutefois, déterminer l'impact sur la masse et le volume d'un équipement requiert une analyse plus complète des cycles de fonctionnement imposés et du système de refroidissement. En particulier, le mode d'évacuation de la chaleur influe de manière déterminante sur la compacité du convertisseur.

II.9.4 Fiabilité et disponibilité

La fiabilité est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions et pour une durée données. C'est une caractéristique des convertisseurs déterminante pour respecter les spécifications imposées aux équipements et donc un critère important pour la comparaison des topologies. Les redondances introduites dans les onduleurs occasionnent implicitement un accroissement du taux de défaillance. Par conséquent, le temps moyen entre défaillances, ou MTBF (*Mean Time Between Failure*), est réduit par rapport au convertisseur de référence. Par contre ces topologies permettent une amélioration de la disponibilité, qui est la probabilité moyenne qu'une entité puisse accomplir une fonction requise dans des conditions et à un instant donnés [RIC04].

Il est proposé ici de comparer la fiabilité prévisionnelle des différentes topologies (Tableau II-5). Pour cela, un arbre de défaillance simplifié est établi pour chacune (figure II.81) : dans ces diagrammes de fiabilité, une association série représente une somme des taux de panne (condition ET) tandis qu'une association parallèle traduit l'indépendance des taux de panne (condition OU).

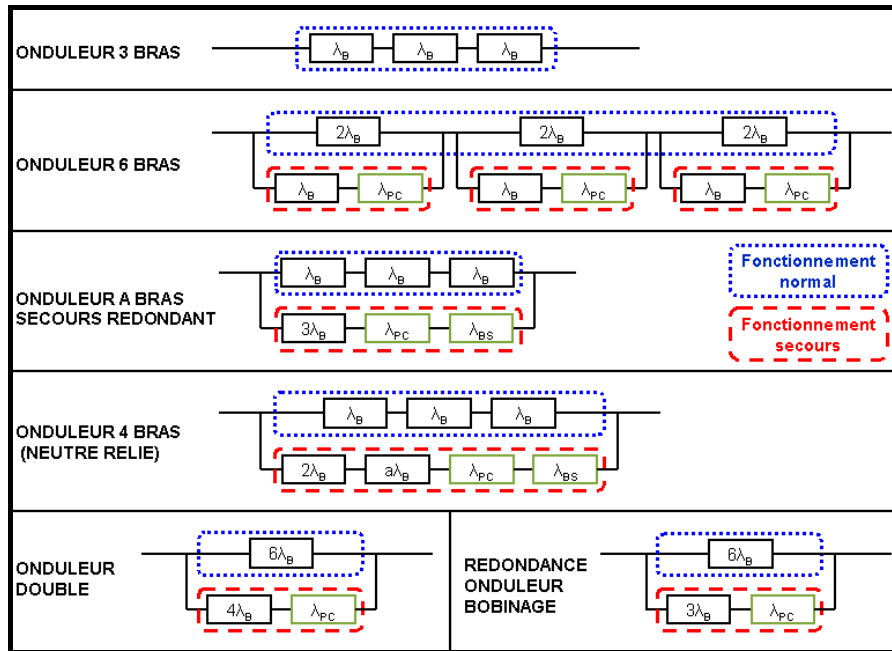


figure II.81 : arbres de défaillance des topologies d'onduleur

Pour chaque topologie, il est estimé un taux de défaillance équivalent λ_{ond} , qui est la probabilité moyenne de panne active par heure de vol. La seconde grandeur calculée est le taux de défaillance interne au convertisseur λ_d , qui représente la probabilité d'occurrence de la première défaillance en marche normale. Il convient de rappeler que les applications numériques sont effectuées essentiellement pour permettre une comparaison relative ; les grandeurs absolues ne sont pas représentatives car elles ne sont pas corrélées aux conditions de fonctionnement des composants dans leur environnement. Les définitions et les différentes hypothèses de calcul sont récapitulées ci-dessous.

- Une panne active est une panne qui ne peut pas rester sur un avion plus longtemps que la durée du vol. Elle est, de par ses conséquences, toujours détectée avant le prochain vol. Dans le cas de l'onduleur, il est considéré ici qu'il s'agit simplement de la perte de la fonction assurée.
- Une panne passive (ou cachée) caractérise une panne qui, en mode simple, n'a pas d'effet décelable sur le fonctionnement de l'avion et ne peut être détectée par une surveillance [AM2616]. Elle ne peut être détectée et réparée que par une tâche de maintenance (test avant chaque vol ou intervention préventive) : l'intervalle de temps (en heures de vol) entre deux tâches de maintenance est noté T_M , il est nécessairement supérieur ou égal à la durée du vol T_0 (A.N. : $T_M=1000\text{h}$, $T_0=8\text{h}$).
- Les différents modes de panne sont indépendants.
- Les pannes triples ont une probabilité d'occurrence suffisamment faible pour pouvoir être négligées par rapport aux pannes simples et doubles.
- Les défaillances répondent à une loi de probabilité exponentielle ($e^{-\lambda t}$) et le taux de défaillance λ est donc constant dans le temps (processus de nature aléatoire) ; par conséquent, les défaillances ayant pour cause un défaut intrinsèque (qualité) ou un processus de vieillissement sous contraintes sont exclues.
- Comme les durées de vie sont d'un ordre de grandeur de 10000h, la condition $\lambda t < 0,3$ est respectée, ce qui permet de linéariser les fonctions exponentielles ($e^{-\lambda t} \approx -\lambda t$).

- Les défaillances considérées ici sont limitées aux interrupteurs semi-conducteurs de l'onduleur et elles sont supposées complètes et permanentes (défaillances catalectiques). Le taux de panne d'un bras d'onduleur avec son driver est noté λ_C (A.N. : $\lambda_C=10^{-5}/hdv$). La défaillance de type haute impédance d'un interrupteur d'isolement est associée à un taux λ_{Ico} (A.N. : $\lambda_{Ico}=10^{-7}/hdv$). La somme de ces deux valeurs est notée λ_B , elle représente le taux de perte fonctionnelle d'un bras d'onduleur.
- Comme il n'est pas considéré de surdimensionnement pour le fonctionnement secours, les taux de panne sont identiques à ceux pris en compte pour le fonctionnement normal. Par contre, dans le cas de l'onduleur 4 bras avec neutre relié, l'impact de la majoration du courant dans le bras secours sur la fiabilité est introduite par le coefficient a (cf. figure II.81).
- Le calcul du taux de défaillance λ_d du convertisseur ne tient compte que des interrupteurs qui conduisent le courant, la contribution des autres interrupteurs étant supposée faible. Comme les interrupteurs d'isolement fonctionnent essentiellement en régime de conduction, leur taux de défaillance λ_{IS} est supposé petit devant λ_B (A.N. : $\lambda_{IS}=10^{-6}/hdv$).

La tolérance de panne apporte une continuité de fonctionnement en cas de défaillance, à condition que le convertisseur puisse être reconfiguré. Le fonctionnement secours est donc associé dans les arbres de défaillance à une panne cachée λ_{PC} (A.N. : $\lambda_{PC}=10^{-7}/hdv$), qui traduit en réalité le taux d'échec de la reconfiguration. Il est supposé que cette notion de panne cachée couvre l'ensemble des cas susceptibles d'empêcher le fonctionnement secours. Par exemple, la protection de court-circuit intégrée dans le driver d'un IGBT n'intervient qu'en cas de reconfiguration ; si elle est défaillante, le confinement de ce type de défaut est compromis et par voie de conséquence le fonctionnement secours également. De même, la défaillance de type basse impédance d'un interrupteur d'isolement constitue une panne cachée si elle n'est pas détectable en fonctionnement normal, car elle ne permet plus l'isolement du bras concerné et donc la reconfiguration du convertisseur. Dans les topologies à 4 bras, le terme λ_{BS} représente la panne cachée du bras additionnel ainsi que du dispositif d'isolement associé¹.

D'autre part, en définissant T_S comme la durée pendant laquelle il est admis de maintenir le fonctionnement secours, une défaillance dans le convertisseur en fonctionnement normal peut être formalisée mathématiquement comme une panne cachée dont la durée maximale entre réparation vaut T_S (A.N. : $T_S=1000h$). A titre d'exemple, le taux de panne équivalent d'un bras d'onduleur (λ_B) en redondance active avec un second bras ($\lambda_B+\lambda_{PC}$) est formulé selon l'équation suivante :

$$\lambda = \lambda_B \cdot \left(\lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + \lambda_{PC} \frac{T_S + T_M}{2} \right) \quad (II-36)$$

T_M est l'intervalle de temps entre chaque maintenance permettant la détection d'une panne cachée λ_{PC} .

¹ Pour l'onduleur 4 bras avec neutre relié, il est supposé que le bras additionnel est inactif en fonctionnement normal ; ainsi, pour ces topologies à redondance passive, le bras secours est peu contraint car chaque interrupteur ne supporte que la moitié de la tension continue et ne commute pas. Le taux de défaillance associé est donc considéré faible (A.N. : $\lambda_{BS}=10^{-7}/hdv$).

Topologies	λ_{ond}	A.N. (hdv ⁻¹)	λ_d
Onduleur triphasé	$3\lambda_B$	$3 \cdot 10^{-5}$	$3\lambda_B = 3 \cdot 10^{-5}$
Onduleur 6 bras parallélisés	$3\lambda_B \cdot \left(2\lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + \lambda_{PC} \frac{T_S + T_M}{2} \right)$	$3,1 \cdot 10^{-7}$	$6\lambda_B + 6\lambda_{IS} = 6,6 \cdot 10^{-5}$
Onduleur 4 bras redondant	$3\lambda_B \cdot \left[3\lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + (\lambda_{PC} + \lambda_{BS}) \frac{T_S + T_M}{2} \right]$	$4,6 \cdot 10^{-7}$	$3\lambda_B + 3\lambda_{IS} = 3,3 \cdot 10^{-5}$
Onduleur 4 bras à neutre relié	$3\lambda_B \cdot \left[(2+a) \cdot \lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + (\lambda_{PC} + \lambda_{BS}) \frac{T_S + T_M}{2} \right]$	$4,6 \cdot 10^{-7}$	$3\lambda_B + 3\lambda_{IS} = 3,3 \cdot 10^{-5}$
Onduleur double	$6\lambda_B \cdot \left(4\lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + \lambda_{PC} \frac{T_S + T_M}{2} \right)$	$12,1 \cdot 10^{-7}$	$6\lambda_B + 3\lambda_{IS} = 6,3 \cdot 10^{-5}$
Redondance onduleur-bobinage	$6\lambda_B \cdot \left(3\lambda_B \frac{T_S + T_0}{2} + \lambda_{PC} \frac{T_S + T_M}{2} \right)$	$9,1 \cdot 10^{-7}$	$6\lambda_B + 4\lambda_{IS} = 6,4 \cdot 10^{-5}$

Tableau II-5 : taux de défaillance et taux de panne des topologies d'onduleur

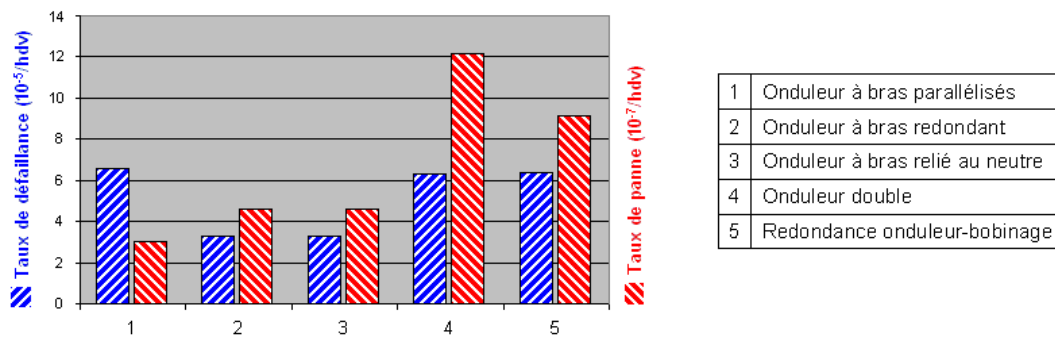


figure II.82 : taux de défaillance et taux de panne des topologies d'onduleur

Les applications numériques pour les topologies à tolérance de panne sont répertoriées à la figure II.82.

- La topologie présentant la plus grande disponibilité est naturellement l'onduleur à bras parallélisés (1) puisqu'il peut tolérer jusqu'à 3 pannes : le taux de panne est réduit de 2 décades par rapport à la topologie de référence.
- Si, de par la construction de la fiabilité adoptée, la tolérance à une seule panne semble suffisante, les topologies à 4 bras (2,3) présentent alors un meilleur compromis entre taux de panne et taux de défaillance, ce dernier étant directement lié à la quantité de composants.
- La topologie onduleur double (4) présente un taux de panne et un taux de défaillance accrus par le nombre de bras d'onduleur qu'elle comporte. Le gain en disponibilité par rapport à la topologie de référence est nettement moins intéressant.
- Enfin, la redondance onduleur-bobinage (5) est également moins intéressante sur ces critères de disponibilité. Elle n'est donc surtout profitable que si la fiabilité de la machine est proche de celle de l'onduleur, ce qui n'est généralement pas le cas dans le contexte étudié (cf. II.1).

Bien que le fonctionnement secours ait été ici formalisé mathématiquement à travers une panne cachée, en réalité la panne ayant occasionné la reconfiguration a dû être identifiée. La tâche de maintenance est donc fortement facilitée par la connaissance du diagnostic. Or, en considérant non pas la disponibilité fonctionnelle mais plutôt la disponibilité au niveau de l'exploitation d'un équipement, la maintenabilité de celui-ci est alors un paramètre important [ZWI95].

$$\text{Disponibilité} = \frac{\text{temps moyen de non défaillance}}{\text{temps moyen de non défaillance} + \text{temps moyen de réparation}} \quad (\text{II-37})$$

Les éléments de surveillance et d'aide au diagnostic constituent donc un vecteur d'amélioration de la maintenabilité et de la disponibilité des systèmes, pouvant favoriser une baisse des coûts d'exploitation et une sûreté accrue de ceux-ci.

II.10 Conclusion

Afin de développer le concept de module de conversion générique, une première étape a consisté à définir, dans le chapitre I, les topologies de convertisseurs statiques les plus appropriées dans le réseau électrique considéré. La modularité permet d'envisager des applications sur une plage de puissance aussi large possible en définissant des modes d'association adaptés. De plus, elle constitue une prédisposition à l'introduction de redondances qu'il est proposé d'exploiter pour améliorer la disponibilité des convertisseurs en leur conférant une tolérance de panne.

Dans ce chapitre, des topologies d'onduleur à tolérance de panne avec différents niveaux de redondance active ou passive ont été envisagées et certaines de leurs caractéristiques de fonctionnement ont été développées, notamment les aspects concernant les procédures d'isolement et les performances après reconfiguration. Ainsi, l'impact sur le dimensionnement électrique et thermique a pu être quantifié selon le mode de fonctionnement secours acceptable pour l'actionneur considéré.

Le chapitre suivant expose les études expérimentales de certains des principes qui ont été traités théoriquement. Il a été choisi de s'attacher plus particulièrement au cas de l'onduleur 4 bras avec neutre relié, en particulier car cette topologie, moins aisée à caractériser que les autres, présente des avantages au niveau de la disponibilité et du nombre de composants. Elle peut de plus procurer des fonctionnalités annexes en fonctionnement normal et lors de la reconfiguration. Quant aux topologies à fort niveau de redondance (6 bras), elles sont envisagées, conformément à l'approche développée dans ce rapport, pour augmenter la plage de puissance couverte par les modules de conversion, avec en particulier des essais de mise en parallèle avec de faibles inductances additionnelles.

Chapitre III

Etudes expérimentales

III.1 Module de conversion statique

Dans le cadre des applications expérimentales, une première étape consiste à réaliser les modules de conversion statique appropriés. Selon l'approche modulaire qui a été présentée dans le premier chapitre, les éléments de conversion doivent être facilement associables et posséder l'ensemble des fonctionnalités nécessaires aux différentes études envisagées.

III.1.1 Périmètre structurel et fonctionnel du module expérimental

Tout d'abord, il convient de définir les fonctionnalités génériques qui doivent être implémentées pour assurer la modularité. Cette propriété doit être mise en œuvre à deux niveaux, qui se distinguent parallèlement par la nature des signaux traités (puissance et communication).

- Sur le plan spatial, les modules doivent pouvoir être associés physiquement de manière simple et sans trop pénaliser la compacité. Cela impose des contraintes sur la disposition des cartes électroniques et en particulier sur le circuit de puissance. En ce qui concerne les composants de puissance, il a été établi dans les chapitres précédents que la redondance se situe au niveau de la cellule de commutation. En recensant les différentes topologies prévues pour les études expérimentales, le plus grand dénominateur commun est un ensemble de deux cellules de commutation. Ce périmètre peut certes s'avérer pénalisant, dans une optique de standardisation, pour les topologies comprenant un nombre impair de bras d'onduleurs. Toutefois, dans le cadre de cette action de recherche, il est intéressant d'étendre ce périmètre au niveau conférant au module un potentiel d'intégration le plus élevé possible. Ensuite, une vision industrielle pourra conforter ou non ce périmètre, notamment en fonction des topologies retenues et de la capacité à assurer l'indépendance des modes de panne, car le défaut d'un bras ne doit pas se reporter sur l'autre bras du module.
- Sur le plan fonctionnel, chaque module doit posséder en interne "l'intelligence" suffisante pour être à la fois facilement associable et autonome. En effet, une certaine autonomie fonctionnelle est profitable pour que la connexion du module ne nécessite pas de configuration particulière et également pour s'auto-protéger en cas de panne (défaillance interne, perte de la liaison avec le superviseur, etc.). En ce qui concerne l'association des modules dans leur convertisseur d'application, une conception hiérarchique s'impose du point de vue de la communication. Sur le schéma de la figure III.1, les trois niveaux de partition de traitement de données sont récapitulés pour le module dans son contexte avion. Pour ces études expérimentales, c'est l'utilisateur qui occupe le rôle de superviseur à travers une interface PC et qui transmet ainsi les consignes à la carte de contrôle du convertisseur. Puis la carte de commande rapprochée constitue l'intelligence localisée du module de conversion d'énergie.

Le périmètre structurel du module expérimental est défini par les sous-systèmes qu'il intègre : les interrupteurs de puissance et leur commande rapprochée, la protection électrique et thermique, la logique interne de contrôle, la mesure de courant, les composants passifs et les interfaces de puissance et de données. Ces éléments vont être décrits successivement par la suite.

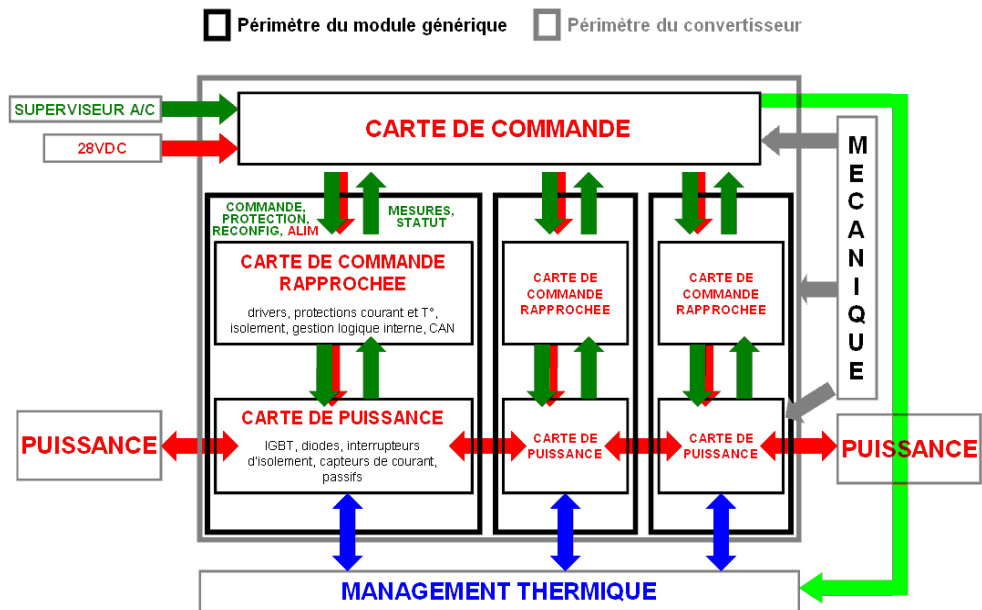


figure III.1 : schéma fonctionnel de convertisseur constitué de modules génériques (contexte aéronautique)

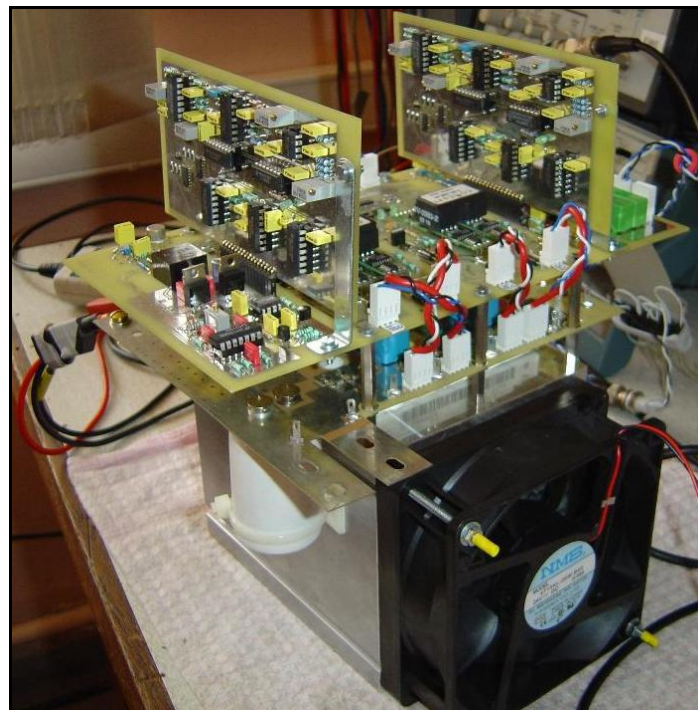


figure III.2 : module expérimental de conversion
(de bas en haut : dissipateur+ventilateur – carte de puissance – carte de commande rapprochée)

III.1.2 Mise en œuvre et dimensionnement du module de conversion

III.1.2.1 Dimensionnement des interrupteurs de puissance

Le module de conversion comprend deux cellules de commutation. Comme ces cellules sont reliées au même bus continu pour les topologies envisagées, le module comprend 4 ports de connexion pour les signaux de puissance (figure III.22). D'autre part, les études du chapitre précédent ont mis en évidence la nécessité d'un dispositif d'isolement par bras d'onduleur pour la tolérance de panne.

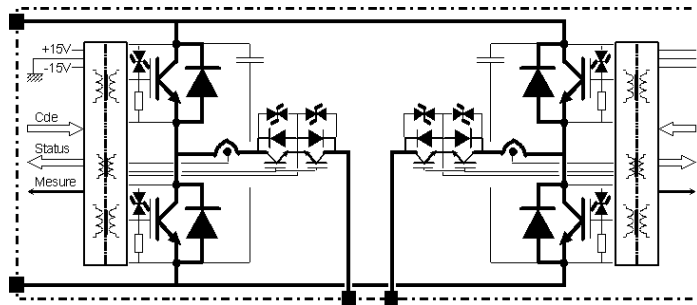


figure III.3 : brique structurelle de conversion

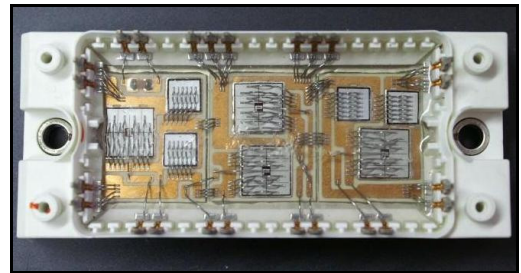


figure III.4 : photo de l'intérieur du module EUPEC (2 bras IGBT-diode)

Pour les composants de puissance, le dimensionnement électrique adopté doit être cohérent avec celui des applications recensées. Pour les systèmes d'entraînement à vitesse variable, la tension continue peut s'élever jusqu'à 450V (cf. chapitre IV). Les études expérimentales sont menées avec une tension continue de 300V et un calibre de 600V est donc retenu. Le composant sélectionné est un module EUPEC F4-150R06KL4, qui intègre deux bras d'onduleur 600V-150A ($T_C=55^\circ\text{C}$) à IGBT NPT.

Un interrupteur d'isolement est inséré en sortie de chacun des bras d'onduleur. La structure retenue pour cet interrupteur a été présentée en II.3.2, elle est constituée de deux associations antiparallèles IGBT-diode disposées en antisérie. Ces composants doivent présenter des pertes par conduction aussi réduites que possible. De plus, lors de la description du fonctionnement de l'onduleur 4 bras, il a été établi que l'interrupteur d'isolement doit pouvoir bloquer une tension double de la tension du bus continu. Les composants INFINEON IKW40T120 sélectionnés comprennent un IGBT et une diode 1200V-40A ($T_C=100^\circ\text{C}$). La chute de tension de l'IGBT est peu élevée, mais la diode est moins optimisée pour la conduction ($V_{CEsat}=1,8\text{V}$, $V_F=1,75\text{V}$ à $25^\circ\text{C}/40\text{A}$).

III.1.2.2 Condensateurs de découplage

Lors du blocage d'un interrupteur d'une cellule de commutation, la tension à ses bornes peut être fortement accrue par la tension induite par l'inductance parasite de câblage sous l'effet du gradient de courant. Il faut donc insérer en parallèle et au plus près des cellules de commutation des condensateurs de découplage pour absorber les changements rapides de courant lors des commutations et assurer ainsi la continuité du courant dans les inductances parasites.

Un premier critère de dimensionnement des condensateurs de découplage est la variation de tension continue ΔV_{DC} acceptable. Une capacité de $49\mu\text{F}$ est obtenue

($\Delta V_{DC}=5\%V_{DC}$, $\hat{I}_{ph}=50A$, $F_d=17kHz$), en considérant que le courant de charge est sinusoïdal, que la composante de courant provenant du bus est parfaitement continue, et que la fréquence de découpage est très supérieure à la fréquence de modulation [VAL03].

$$C_d = \frac{\hat{I}_{ph}}{4 \cdot \Delta V_{DC} \cdot F_d} \quad (III-1)$$

D'autre part, pour confiner le courant de découpage dans la maille constituée par la cellule de commutation et le condensateur de découplage, le filtre ainsi formé doit avoir une fréquence de coupure faible par rapport à la fréquence de découpage. En considérant une inductance de câblage L_{par} d'environ $1\mu H$ et une fréquence de coupure F_{LC} de $12kHz$, la capacité requise vaut $176\mu F$.

$$C_d = \frac{1}{L_{par} \cdot (2\pi \cdot F_{LC})^2} \quad (III-2)$$

Finalement, pour disposer d'un tampon d'énergie suffisant, il est choisi d'associer un condensateur chimique $220\mu F/385V$ pour les deux cellules du module et un condensateur polypropylène $2,2\mu F/400V$ de faible volume disposé au plus près de chacune des cellules de commutation (figure III.5).

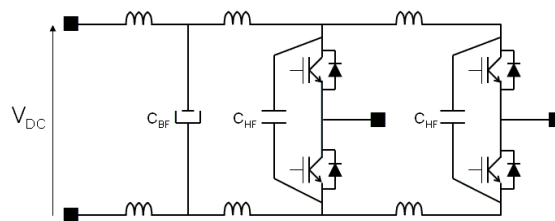


figure III.5 : circuit de puissance avec composantes inductives parasites et condensateurs de découplage

III.1.2.3 Circuit de puissance

Pour minimiser les inductances parasites entre chaque bras d'onduleur et le bus continu, les plans des points chaud et froid du bus sont superposés. D'autre part, pour pouvoir associer facilement les modules expérimentaux, ceux-ci sont enfichables au niveau du bus continu grâce à des lamelles dépassant du module qui viennent se visser sur le module voisin (figure III.6). Les cartes de puissance doivent donc présenter une souplesse suffisante pour accepter la flexion des lamelles nécessaire à leur connexion. L'épaisseur de cuivre est de $105\mu m$ et celle du circuit imprimé vaut $510\mu m$. Comme les modules sont identiques, le courant circulant dans le bus continu doit être transmis à travers le circuit imprimé double face. Pour cela, 30 trous de $1mm$ de diamètre sont percés sur chacune des deux pistes du bus continu puis ils sont métallisés par une couronne de cuivre de $30\mu m$ d'épaisseur. En l'absence de données sur la densité de courant admissible dans les trous, l'augmentation de température au niveau de la carte a été mesurée : elle ne dépasse pas $25^\circ C$ pour un courant continu de $50A$ (figure III.7 : les zones de trous métallisés sont encadrées en pointillés).

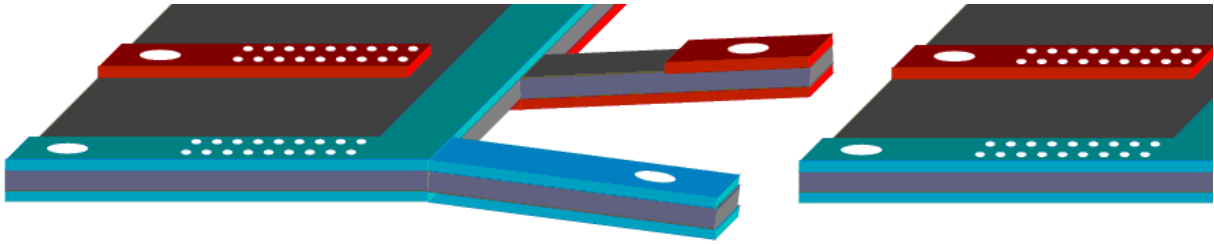


figure III.6 : principe de connexion des modules au niveau du bus continu

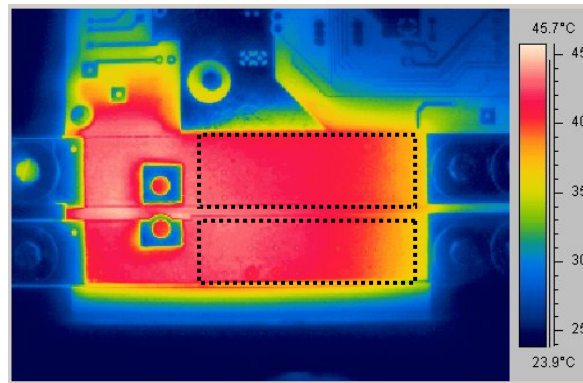


figure III.7 : thermographie infrarouge au niveau du bus continu (50A continu)

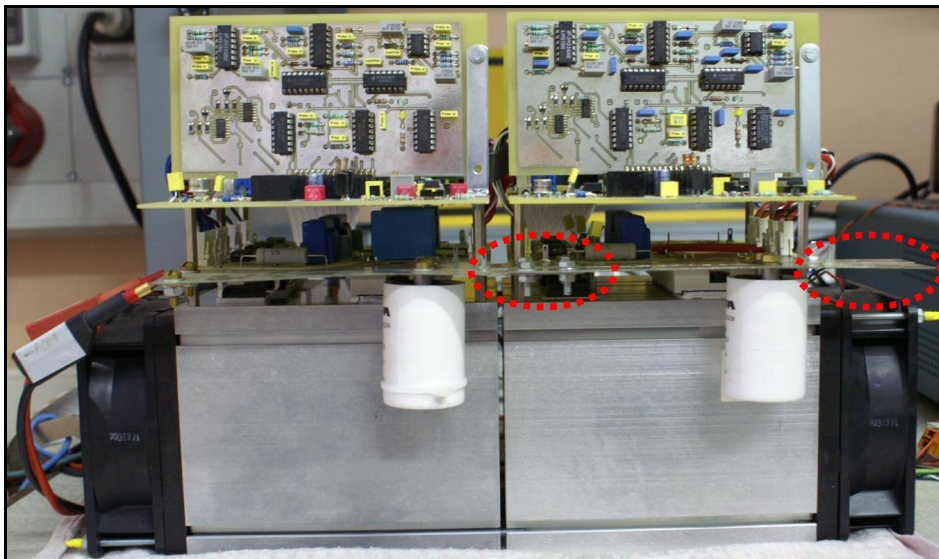


figure III.8 : association de deux modules connectés au niveau du bus continu

III.1.2.4 Dissipation thermique

Sur le plan thermique, l'association de modules consiste à en aligner les dissipateurs (figure III.8). La largeur des cartes de puissance et de commande rapprochée est donc conditionnée par la taille du radiateur. Le dimensionnement de ce dernier est établi par une détermination analytique des pertes en mode onduleur, pour un refroidissement par convection naturelle. Pour le calcul, les composants sont modélisés comme une association en série d'une source de tension (V_{CE0} , V_{d0}) et d'une résistance ($R_{d\ IGBT}$, $R_{d\ diode}$). La puissance

dissipée par les composants en mode onduleur est établie à partir des équations suivantes [TUR01].

$$P_{\text{cond IGBT}} = V_{\text{CE0}} \cdot \frac{\hat{I}_{\text{ph}} \cdot \left(1 + \frac{\pi}{4} \cdot m_{\text{max}} \cdot \cos \varphi\right)}{2\pi} + R_{\text{d IGBT}} \cdot \left[\frac{\hat{I}_{\text{ph}}^2 \cdot \left(1 + \frac{8}{3\pi} \cdot m_{\text{max}} \cdot \cos \varphi\right)}{8} \right]^2 \quad (\text{III-3})$$

$$P_{\text{cond diode}} = V_{\text{d0}} \cdot \frac{\hat{I}_{\text{ph}} \cdot \left(1 - \frac{\pi}{4} \cdot m_{\text{max}} \cdot \cos \varphi\right)}{2\pi} + R_{\text{d diode}} \cdot \left[\frac{\hat{I}_{\text{ph}}^2 \cdot \left(1 - \frac{8}{3\pi} \cdot m_{\text{max}} \cdot \cos \varphi\right)}{8} \right]^2 \quad (\text{III-4})$$

$$P_{\text{com}} = F_{\text{d}} \cdot \left[\left(\frac{a_{\text{on}} + a_{\text{off}}}{2} \right) + \frac{\hat{I}_{\text{ph}}}{\pi} \cdot (b_{\text{on}} + b_{\text{off}}) + \frac{\hat{I}_{\text{ph}}^2}{4} \cdot (c_{\text{on}} + c_{\text{off}}) \right] \quad (\text{III-5})$$

Les coefficients a_{on} , b_{on} , c_{on} , a_{off} , b_{off} et c_{off} résultent de l'interpolation des courbes $E_{\text{on}}=f(i_c)$ et $E_{\text{off}}=f(i_c)$ du fabricant (pour V_{DC} et T_j fixés) à des équations du second degré. Les pertes dans l'IGBT dues au recouvrement et les pertes par commutation de la diode sont prises en compte de manière simplifiée à travers le coefficient a_{on} .

Les applications numériques donnent une puissance totale dissipée de 195W par les deux cellules de commutation du module ($\hat{I}_{\text{ph}}=50\text{A}$, $F_{\text{d}}=17\text{kHz}$, $T_{\text{j IGBT}}=T_{\text{j diode}}=125^\circ\text{C}$). Pour une température du dissipateur inférieure à 100°C et une température ambiante de 20°C , la résistance thermique du dissipateur doit être de $0,41^\circ\text{C/W}$.

$$R_{\text{sa}} = \frac{\Delta T_{\text{sa}}}{P_{\text{d}}} \quad (\text{III-6})$$

Le dissipateur ARCEL AR125SG conviendrait à ces spécifications (figure III.9). Toutefois, il est nécessaire pour certaines études expérimentales de fonctionner en mode hacheur, qui est plus contraignant thermiquement. Il est donc choisi d'ajouter une ventilation forcée pour ce mode de fonctionnement et le modèle de dissipateur retenu, du même fabricant, apparaît à la figure III.10.

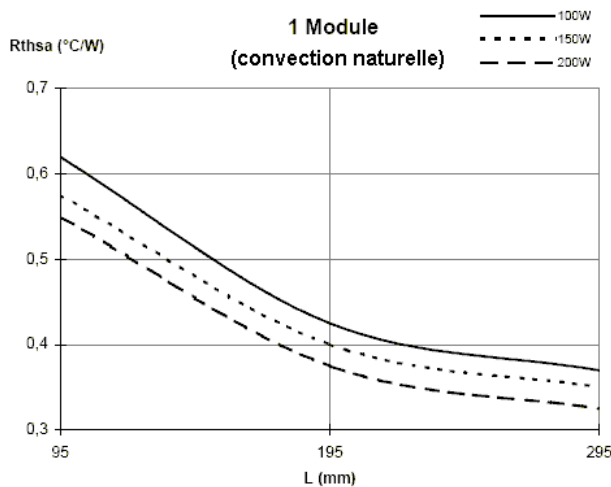


figure III.9 : résistance thermique AR125SG [ARC]

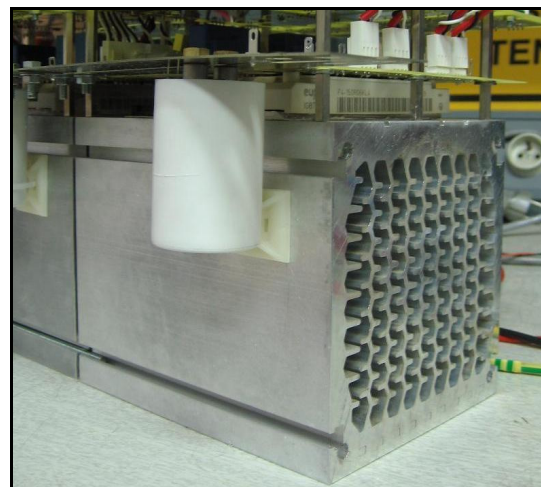


figure III.10 : dissipateur Arcel ARH

III.1.2.5 Commande rapprochée et protections intégrées

Un bloc électronique gère la commande rapprochée des interrupteurs de puissance. Il assure en même temps la fonction de surveillance locale permettant au module de conversion de s'auto-protéger en cas de dépassement de la plage de fonctionnement autorisée. Cette dernière fonctionnalité est d'autant plus fondamentale qu'elle conditionne la capacité des convertisseurs à confiner les défauts pour permettre la tolérance de panne.

III.1.2.5.a Commande des cellules de commutation

La commande rapprochée des cellules de commutation est disposée au plus près des composants pour réduire les inductances parasites. Elle s'articule autour d'un driver fabriqué par la société Concept [CON1] [CON2]. Ce composant génère les signaux de commande appliqués aux grilles des IGBT à partir des ordres de commande TTL ; il en assure donc la mise en forme, l'amplification et l'isolement galvanique. Les caractéristiques principales du driver sont récapitulées ci-dessous.

Résistance de grille à l'amorçage	10 Ω	Temps de propagation	350ns
Résistance de grille au blocage	10 Ω	Tension de détection de court-circuit	3,05V
Tension de grille à l'état haut	+15V	Temps de détection en type I	5,5 μ s
Tension de grille à l'état bas	-15V	Temps de détection en type II	2 μ s

Tableau III-1 : caractéristiques et réglages du driver

La vitesse de commutation, déterminée par le réglage de la résistance de grille, peut être configurée indépendamment au blocage et à l'amorçage. Il y a un compromis à obtenir puisqu'une faible valeur de résistance occasionne des fronts de commutation abrupts contraignants pour les aspects CEM, ce qui exacerbe notamment les phénomènes d'oscillation au blocage, tandis qu'une valeur élevée implique une commutation plus lente qui se répercute par une majoration des pertes par commutation et un effet plus marqué du recouvrement. De plus, la valeur de la résistance doit respecter la limite du courant de grille fourni par le driver, soit $R_G > 5\Omega$.

D'autre part, le driver peut être utilisé pour appliquer les temps morts. Cette fonctionnalité n'est pas utilisée pour permettre une modification de ce paramètre logicielle et non pas matérielle ; il peut cependant sembler plus sécuritaire d'appliquer les temps morts directement au niveau de la commande rapprochée plutôt qu'au niveau de la carte de commande centrale, afin d'éviter d'éventuelles erreurs de commande liées à la transmission. De même, il a été choisi de ne pas intégrer de modulateur sur la carte de commande rapprochée, afin de mutualiser cette fonction au niveau de la carte de commande centrale pour en tirer bénéfice en termes de volume et de fiabilité.

III.1.2.5.b Protection de court-circuit

Le driver Concept intègre également une protection rapprochée permettant de diagnostiquer un défaut de court-circuit selon une méthode classique de détection de désaturation des transistors. Pour cela, le driver envoie un courant continu de faible valeur à travers le transistor fermé, générant ainsi une tension qui est comparée avec une référence

prédéterminée par la valeur de la résistance R_{th} (figure III.11). En cas de dépassement du seuil, signifiant la désaturation de l'IGBT, le driver impose l'ouverture des deux IGBT pour couper le défaut. Cette protection est réalisée en quelques microsecondes. La technologie IGBT présente l'avantage, lors de sa désaturation, de limiter le courant de court-circuit à moins de 10 fois la valeur du courant nominal, ce qui procure un intervalle de temps (typiquement une dizaine de microsecondes) entre l'apparition du défaut et le passage à la défaillance physique irréversible pour que la commande rapprochée puisse intervenir.

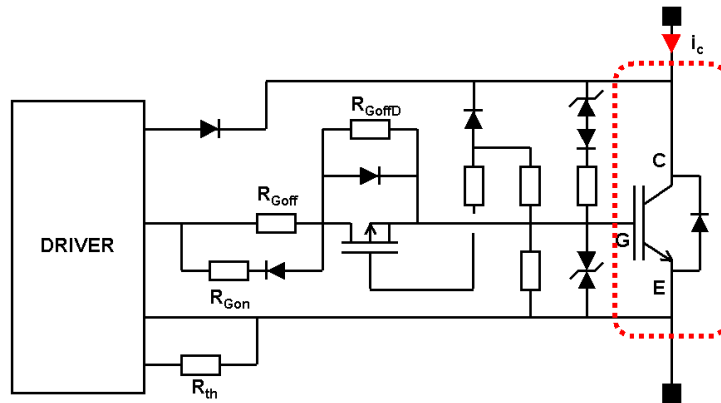


figure III.11 : protections intégrées dans la commande rapprochée

Assurer la sûreté de fonctionnement requiert également l'insertion d'éléments auxiliaires de protection afin de maintenir les composants dans leur aire de sécurité. Ainsi, lors de l'ouverture du transistor en cas de défaut de court-circuit, l'inductance de la maille de commutation peut générer une surtension fatale à la puce IGBT si elle est supérieure à sa tension d'avalanche. Pour minimiser cette surtension au blocage, il est possible de réduire le gradient de courant par le choix d'une valeur suffisante de la résistance de grille R_{Goff} . Toutefois, l'augmentation de cette résistance se répercute sur les pertes du transistor à l'ouverture.

La solution mise en œuvre consiste à augmenter la résistance de grille uniquement lors de la coupure d'un courant de court-circuit [KON94] [VAL03]. Une diode connectée sur le collecteur de l'IGBT permet de détecter le court-circuit. En fonctionnement normal, le transistor MOS court-circuite la résistance R_{GoffD} (figure III.11). En cas de défaut, cette résistance se retrouve en série avec la résistance de grille R_{Goff} de l'IGBT. Comme la somme de ces deux résistances est élevée (160Ω), le gradient de courant dans l'IGBT est réduit à quelques dizaines d'ampères par microseconde et la surtension induite par l'inductance de maille est donc fortement limitée. L'inconvénient de ce dispositif est qu'il est actif, dans le cas d'un court-circuit de type II (défaillance d'une puce), uniquement après la désaturation de l'IGBT sain du bras. Par conséquent, la surtension importante apparaissant lors de la désaturation d'un IGBT ne peut être limitée et il faut donc prévoir un dispositif supplémentaire pour écrêter la tension.

La solution simple consistant à ajouter une diode transil comme écrêteur passif est pénalisante pour différentes raisons : son dimensionnement doit permettre de dissiper une énergie importante, ses caractéristiques varient avec les paramètres de fonctionnement comme la température, la tension de clamping est mal maîtrisée et la tension d'avalanche de la transil peut être atteinte. Il est préférablement employé un dispositif qui consiste à insérer une diode transil bidirectionnelle entre la grille et le collecteur pour effectuer une contre-réaction sur l'IGBT [BAU00]. Une résistance est ajoutée pour stabiliser cette contre-réaction. Si une

tension trop importante apparaît aux bornes de la diode transil, elle entre en limitation et laisse passer un courant qui vient charger la grille de l'IGBT et contrôler ainsi la vitesse de décroissance de la tension de grille, limitant donc le gradient de courant dans le transistor. Ce principe d'écrêtage actif permet d'écouler l'énergie présente dans l'inductance de la maille de commutation à travers le composant de puissance.

Lorsque qu'il diagnostique un court-circuit, le driver en informe le superviseur et se bloque automatiquement pendant au moins une seconde en inhibant les ordres de commande. Il a donc été ajouté, en entrée du driver, un système de verrouillage composé de deux bascules qui maintient l'inhibition de la commande de la cellule de commutation tant qu'un signal de réinitialisation n'a pas été envoyé par le superviseur.

III.1.2.5.c Protection de surcharge

Un capteur de courant à effet Hall LEM LAH 100-P est inséré en sortie de chacune des cellules de commutation pour les besoins de régulation et de protection. Il comprend un isolement galvanique et permet la mesure de courants efficaces jusqu'à 100A avec un temps de réponse inférieur à 500ns et une bande passante de 200kHz. L'information délivrée par le capteur de courant d'un bras permet la détection d'une surintensité, de la surcharge au court-circuit (cf. III.1.2.6).

III.1.2.5.d Protection thermique

Une thermistance CTN est intégrée dans le module EUPEC. Sa résistance diminue lorsque la température augmente et sa valeur est utilisée par un circuit spécifique de la commande rapprochée pour détecter une surchauffe due à un ou plusieurs composants des deux cellules de commutation du module.

III.1.2.5.e Commande des interrupteurs d'isolement

La commande rapprochée des interrupteurs d'isolement est réalisée beaucoup plus simplement que celle des cellules de commutation. La commande est commune aux deux transistors d'un interrupteur et elle ne comprend pas de protection particulière hormis le dispositif d'écrêtage entre la grille et l'émetteur. Elle bénéficie cependant de la détection de surcharge effectuée avec la mesure de courant. Si la cellule de commutation est en fonctionnement, la défaillance de l'interrupteur n'a pas d'incidence grave sur le fonctionnement puisque le mode de défaillance ultime du composant utilisé est généralement un état de faible impédance. Par contre, la cellule de commutation ne peut plus être isolée, ce qui peut par exemple empêcher la reconfiguration d'un onduleur à tolérance de panne ou dégrader le fonctionnement d'un onduleur 4 bras dont le neutre serait directement raccordé à la cellule de commutation.

III.1.2.6 Procédures internes automatiques

Pour assurer l'autonomie et la sécurité du module de conversion, celui-ci doit effectuer automatiquement une gestion "matérielle" rapide et prioritaire en réponse aux principaux événements internes (protection) et externes (marche/arrêt). Pour cela, la carte de commande rapprochée intègre une circuiterie analogique qui réalise certaines procédures automatiques en réaction aux informations délivrées par les différents blocs fonctionnels décrits précédemment

(figure III.12). Les séquences de commande des interrupteurs de puissance selon les différentes phases de fonctionnement sont récapitulées à la figure III.13.

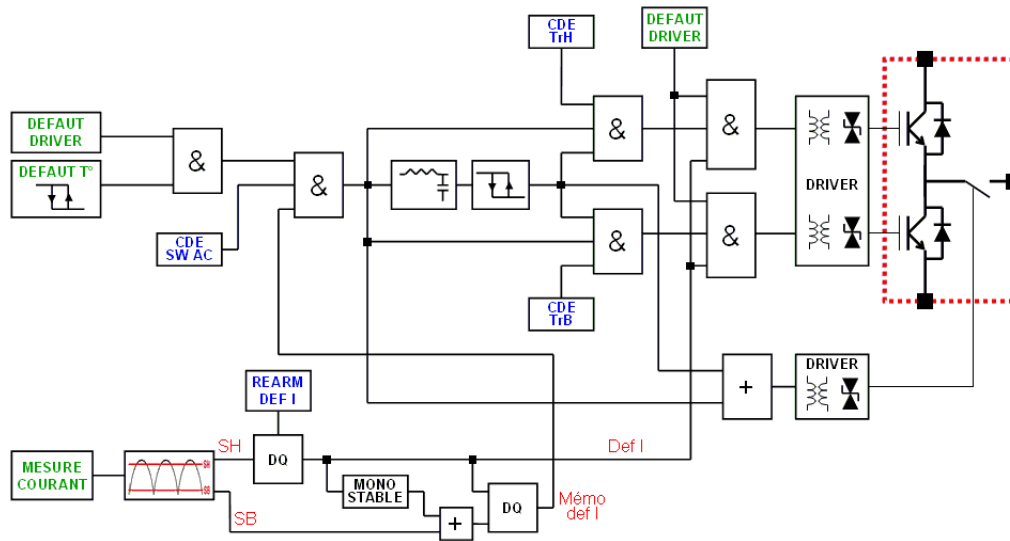


figure III.12 : implémentation analogique des procédures prioritaires (défauts actifs à l'état bas)

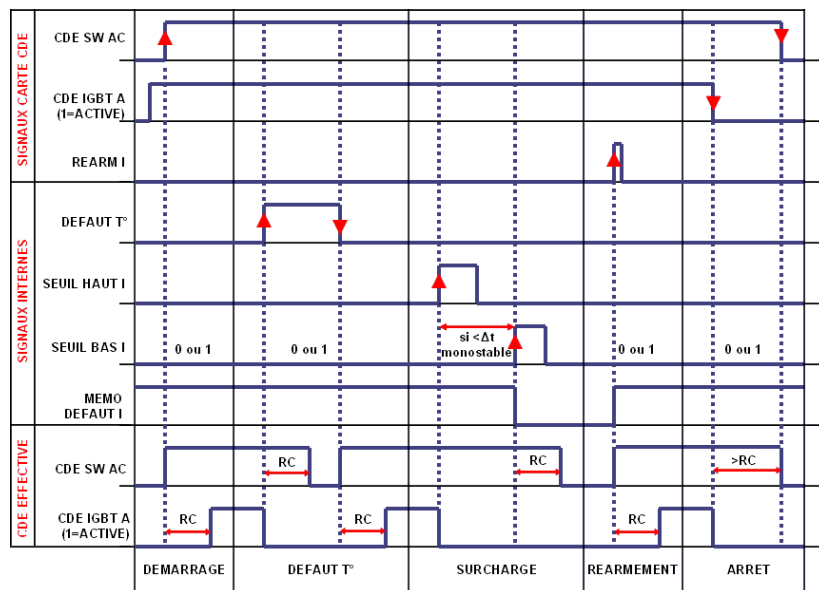


figure III.13 : séquences de commande des interrupteurs de puissance selon les phases de fonctionnement

Les procédures de marche/arrêt suivantes sont imposées en priorité et indépendamment pour chacun des bras du module expérimental.

- Lors du démarrage, la commande des transistors d'une cellule de commutation n'est activée qu'après la mise en conduction de l'interrupteur d'isolement. Par sécurité, un intervalle de temps minimum est imposé entre ces événements ; sa durée est calibrée par un filtre RC et le chronogramme de la figure III.14 montre que le délai entre la connexion effective de la cellule et le découpage est de 250µs environ.
- A l'inverse, pour isoler le bras d'onduleur, la commande d'ouverture de l'interrupteur d'isolement bloque d'abord les transistors de la cellule de commutation, puis ouvre l'interrupteur après un délai de 700µs (figure III.15).

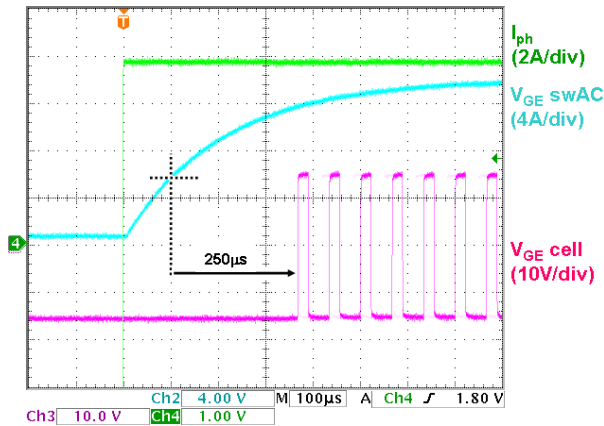


figure III.14 : mise en marche d'une cellule

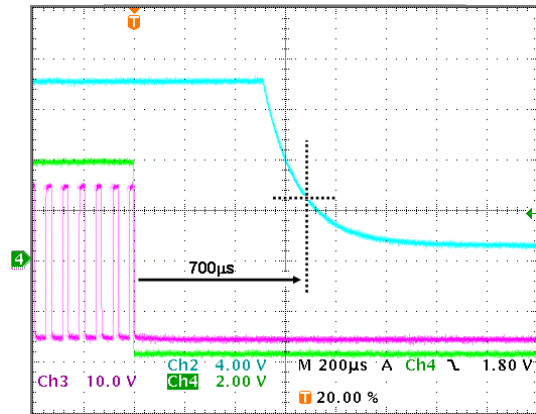


figure III.15 : isolement d'une cellule

Les fonctions de protection élémentaires sont également effectuées au sein du module de conversion pour assurer une réaction rapide et prioritaire en cas de défaut.

- En cas de détection de surchauffe du module EUPEC (température supérieure à 100°C), la cellule de commutation est bloquée, puis l'interrupteur d'isolement après le délai minimal. Le fonctionnement peut reprendre normalement lorsque la tension aux bornes de la thermistance repasse en-dessous de la valeur définie par le cycle d'hystérésis et correspondant à 75°C.
- La mesure issue du capteur de courant est comparée à un seuil haut pour détecter une surintensité. Dans ce cas, les transistors de la cellule de commutation sont immédiatement ouverts. Pour minimiser la contrainte d'énergie à dissiper, l'interrupteur d'isolement n'est ouvert qu'après la détection du seuil bas de courant. Cependant, si cette information n'est pas transmise après un délai calibré par le monostable, l'ouverture de l'interrupteur est quand même imposée. Cette fois, la reprise du fonctionnement n'est autorisée que lorsque l'organe de commande central transmet un signal de réinitialisation.

Le fonctionnement de la protection en courant est validé expérimentalement en mode hacheur sur une charge RL ($L=1\text{mH}$) sous une tension continue de 300V (figure III.16). Le seuil haut, réglé à 20A, est atteint en appliquant un échelon sur la charge résistive. La temporisation impose un délai d'1ms environ ; le courant a alors eu le temps de s'annuler et la détection du seuil bas (4A) n'intervient donc pas pour la disjonction. Cette dernière condition sera vérifiée ultérieurement lors des essais de reconfiguration de l'onduleur 4 bras.

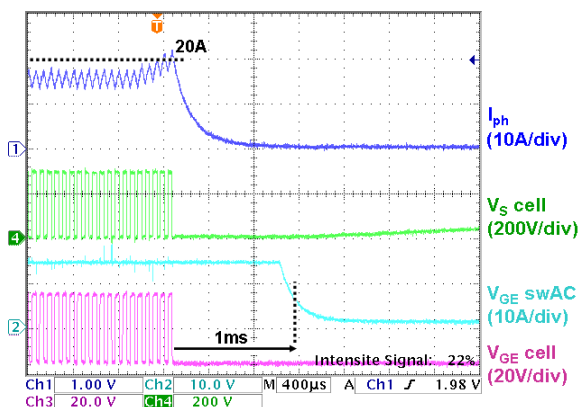


figure III.16 : test de la protection en courant

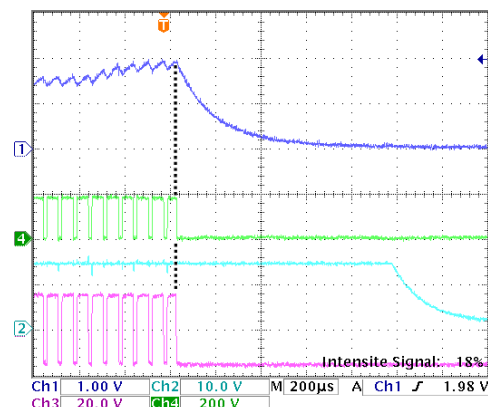


figure III.17 : test de la protection en courant (zoom)

- En cas de signal de défaut transmis par le driver, correspondant à une détection de court-circuit ou de défaut interne, la procédure appliquée est semblable à celle du défaut de surintensité hormis l'absence de détection de seuil. L'organe de commande central doit également transmettre un signal de réinitialisation pour autoriser la reprise du fonctionnement.
- Enfin, en cas d'une perte de la liaison avec la commande centrale ou de défaut de cette dernière, le module doit assurer son auto-protection et sa mise à l'arrêt dans le mode de dernier secours le plus approprié. Cette situation est gérée naturellement puisqu'un niveau bas de tension en entrée de la carte de commande rapprochée correspond au blocage des transistors des cellules de commutation et des interrupteurs d'isolement. La procédure d'arrêt classique est donc réalisée.

Dans tous les cas, les différentes informations de statut sont transmises par le module à la carte de commande centrale qui diagnostique d'éventuels modes de défaut puis décide alors des mesures correctives à appliquer.

III.1.3 Architecture de commande

L'architecture de commande des modules de conversion suit une organisation hiérarchique peu différente sur le principe de celle évoquée dans la partie théorique (figure III.1). Le PC et son utilisateur représentent le superviseur délivrant les consignes haut niveau telles que les profils de mission et les consignes de marche/arrêt et de réinitialisation. L'interface logicielle est un programme Excel qui communique avec la carte de commande via une liaison parallèle. Cette dernière, qui assure l'ensemble des calculs logiques et la transmission des signaux de donnée, associe une carte DSP, une carte FPGA et une carte de mise en forme (figure III.18).

La carte DSK C6713 recevant les consignes est une plateforme de développement de faible coût conçue par Texas Instruments (DSP Starter Kit) permettant une mise en œuvre rapide pour des applications dédiées. Elle s'articule autour d'un microprocesseur (*Digital Signal Processor*) TMS320C6711 à virgules flottantes. Le programme est téléchargé de l'ordinateur vers la carte qui est alors autonome mais accepte encore de recevoir des données par un mode d'interruptions. D'autres composants de cette carte sont utilisés : un port d'entrées/sorties, une interface JTAG, de la mémoire morte (ROM) et de la mémoire vive dynamique (SDRAM), une connectique pour interfacer une mémoire externe (EMIF) et des signaux périphériques permettant une extension des fonctionnalités par addition de cartes externes. En utilisant cette dernière fonctionnalité, deux cartes supplémentaires développées au LEEI sont superposées à la carte DSP (figure III.19).

La première carte (MPAB_NUM sur la figure III.18) s'articule autour d'un composant logique programmable FPGA (*Field Programmable Gate Array*) ACEX 1K100 d'Altera [RUE03] [AIM04]. Avec 100 000 portes, 4992 éléments logiques et 208 pins utilisateur, il exécute les traitements numériques rapides et à faible temps de calcul. Le lien série (JTAG) permet de programmer une mémoire flash, qui configure automatiquement le FPGA lors de la mise sous tension. L'échange de données entre le FPGA et le DSP est effectué via 16 registres. De plus, la carte comprend 56 entrées/sorties numériques sous la forme de 24 canaux bidirectionnels et 32 canaux unidirectionnels numériques bufférisés.

La seconde carte (MPAB_ANA) est utilisée pour la conversion des signaux analogiques ou numériques. Elle possède 8 entrées analogiques et 4 sorties analogiques avec des niveaux analogiques compris entre +5V et -5V. Cette carte adapte les signaux analogiques issus des capteurs au format d'entrée des deux convertisseurs analogique-numérique THS10064, qui réalisent l'échantillonnage simultané sur 10 bits des huit entrées non différentielles ainsi que le stockage d'échantillons dans un buffer circulaire adressable par le DSP. D'autre part, deux convertisseurs numérique-analogique TLC7628CDW sont utilisés pour visualiser des variables numériques internes du DSP ou du FPGA codées sur 8 bits.

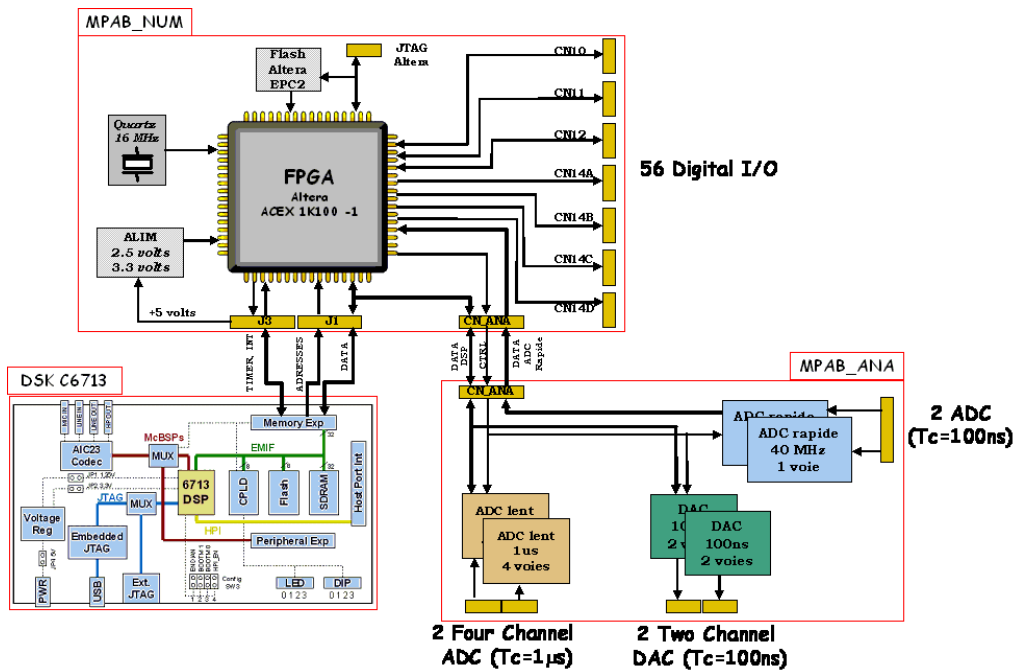


figure III.18 : synoptique de la carte de commande avec ses différents étages

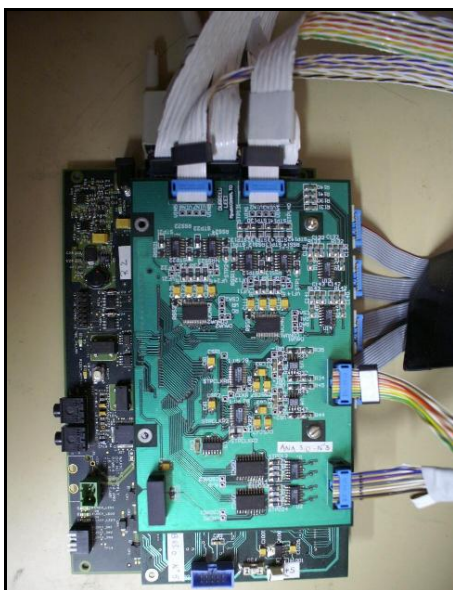


figure III.19 : cartes DSK 6713, MPAB_NUM et MPAB_ANA superposées



figure III.20 : carte d'interface

Enfin, une carte supplémentaire a été conçue pour interfacer les signaux des modules de conversion, de la carte de commande et de la mesure de position de la machine (figure III.20). De par la diversité des câbles, des connecteurs et de la nature des signaux, il est évident qu'une recherche de généricité implique de minimiser le nombre d'interconnexions et de standardiser les architectures de commandes, les interfaces et les protocoles de communication.

Le synoptique de l'architecture de commande est représenté à la figure III.21. La répartition des tâches est la suivante. Le superviseur transmet la consigne de commande de la MSAP et les ordres de fonctionnement haut-niveau de l'onduleur (marche/arrêt, réinitialisation ou simulation de défaut). Le DSP reçoit ces données ainsi que les informations de statut des éléments du convertisseur et les mesures de courant et de position. Il s'acquiesce alors des procédures de commande appropriées qui sont déterminées selon une machine d'état. Puis il délivre au FPGA les rapports cycliques de commande et les signaux de réarmement des cellules de commutation, les ordres de commande des interrupteurs d'isolement et les consignes pour la modulation. Le FPGA effectue la modulation de largeur d'impulsion tout en gérant le temps mort et le forçage des commandes selon les consignes amont (DSP). Il transmet ensuite les ordres de commande des interrupteurs et les signaux de réarmement. D'autre part, la carte de conversion numérise les mesures de courant et elle permet en outre la visualisation des signaux numériques traités par le DSP.

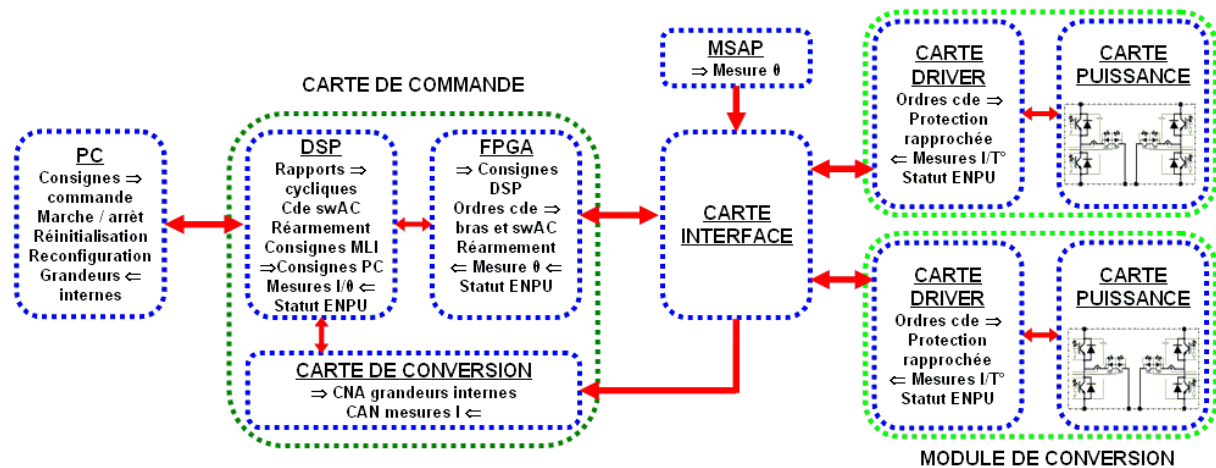


figure III.21 : synoptique de l'architecture de commande
(les flèches ⇒ définissent la provenance ou la destination des informations)

Chaque module de conversion comporte donc 10 entrées TTL puisqu'il reçoit, via la carte d'interface, les ordres de commande des deux cellules de commutation et de leur interrupteur d'isolement ainsi que les consignes de réarmement pour les défauts de surintensité et de driver. Le module expérimental renvoie 8 signaux vers la carte de commande, via la carte d'interface : mesure des courants et statut des cellules de commutation (défaut driver, défaut surintensité et défaut température). Par souci de simplicité, la conversion analogique-numérique n'est pas intégrée dans les modules, même si la transmission de données numériques est potentiellement moins susceptible d'être perturbée par rapport à des signaux analogiques.

III.1.4 Caractérisation de la partie puissance du module

Les commutations d'un interrupteur de bras d'onduleur ont été caractérisées en fonctionnement hacheur. La tension collecteur-émetteur V_{CE} a été mesurée avec une sonde différentielle sur piles (trait cyan/clair) et avec une sonde passive (trait magenta/foncé). Le courant i_C dans l'interrupteur a été mesuré par une sonde de courant, sous la forme d'un tore bobiné placé sur le condensateur chimique (trait vert/clair), et par une pince de courant à effet Hall (trait bleu/foncé).

III.1.4.1 Relevés de commutation à l'amorçage

La commande rapprochée impose une tension $V_{GE}=+15V$ entre la grille et l'émetteur de l'IGBT. Lorsque la tension de grille atteint un seuil ($\approx 6V$), l'IGBT entre en conduction. Le taux de croissance du courant i_C est alors fonction de la résistance de grille. L'inductance de la maille de commutation peut être mesurée par la cassure que présente la tension V_{CE} .

$$L_m = \frac{\delta V_{ce} \cdot \Delta t}{\Delta i_C} \approx 100nH \quad (III-7)$$

Toutefois, cette cassure n'est pas très marquée car la tension est filtrée par la capacité parasite C_{OSS} de l'IGBT. Ainsi, la valeur de l'inductance de maille calculée est approximative, mais son ordre de grandeur est cohérent.

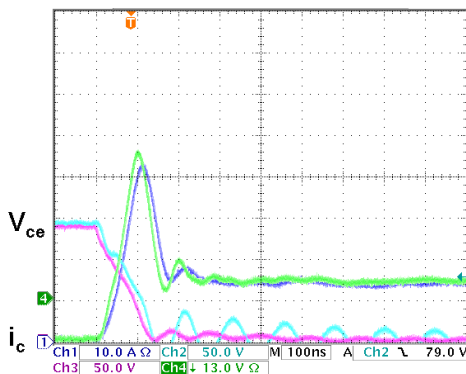


figure III.22 : amorçage sous 150V/15A

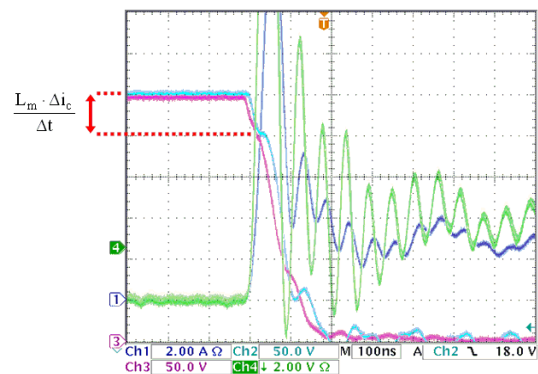


figure III.23 : amorçage sous 300V/3A

La croissance du courant i_C est linéaire et son gradient dépend de la commande rapprochée : il est inversement proportionnel à la résistance de grille R_{Gon} . Le courant dans la diode de l'interrupteur supérieur décroît jusqu'à devenir négatif par le phénomène de recouvrement (évacuation des charges stockées dans la jonction de la diode). Cela se répercute par un pic de courant dans l'IGBT. Lorsque les charges en excès ont été évacuées, la diode retrouve son pouvoir bloquant, mais la capacité parasite de la diode maintient l'accroissement de l'amplitude du courant i_C . Ces formes d'onde suggèrent que le courant dû au recouvrement est peu important et que la capacité de transition de la diode contribue majoritairement au pic de courant observé.

Puis il s'ensuit un régime oscillatoire amorti sous l'effet des capacités parasites des interrupteurs et des inductances de câblage. D'autre part, il apparaît à travers ces oscillations une traînée de la tension V_{CE} causée par la capacité Miller de l'IGBT, car cette dernière augmente lorsque V_{CE} diminue.

III.1.4.2 Relevés de commutation au blocage

La commande rapprochée impose à l'IGBT une tension de grille $V_{GE}=-15V$. Lorsque la tension de seuil est atteinte, l'IGBT se bloque. La dynamique de la tension V_{CE} est liée au courant de charge. Le plateau observé sur i_C provient de la capacité parasite de l'IGBT et de la capacité de transition de la diode. Lorsque $V_{CE}=V_{DC}$, la diode de l'interrupteur supérieur devient conductrice et le courant dans l'IGBT décroît rapidement, occasionnant une surtension avec l'inductance de la maille de commutation. La dynamique du courant i_C est conditionnée par les caractéristiques de l'IGBT et par la commande rapprochée (R_{Goff}).

Finalement, l'oscillation observée résulte du circuit résonant constitué par les inductances de câblage en série avec la capacité parasite C_{OSS} de l'IGBT. Parallèlement, le courant de l'IGBT montre un traînage, traduisant l'évacuation des charges stockées dans la région de base.

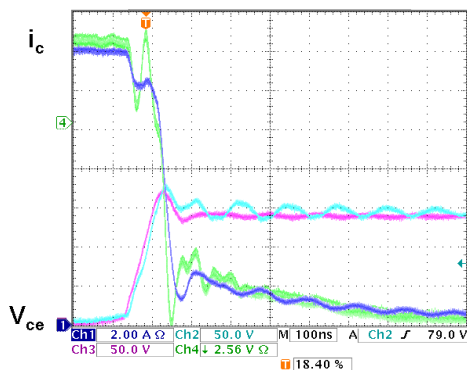


figure III.24 : blocage sous 150V/15A

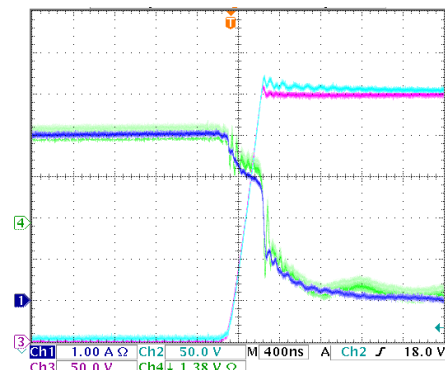


figure III.25 : blocage sous 300V/4A

Sur le plan de l'instrumentation, la mesure de tension effectuée par la sonde passive est la plus précise et la plus rapide. La sonde différentielle donne des résultats satisfaisants au niveau de la rapidité : elle présente un retard de 20ns environ lors de l'amorçage et inférieur à 10ns lors du blocage. La différence de temps de réponse est du même ordre entre la sonde de courant et la pince à effet Hall mais la sonde est moins précise : elle présente des ondulations plus élevées, en particulier à l'amorçage.

III.1.4.3 Mesure de l'énergie dissipée par commutation

Dans une configuration semblable de hacheur sur charge RL, l'énergie dissipée lors des commutations a été calculée pour des valeurs moyennes de courant de 10A, 20A, 30A et 40A ($V_{DC}=300V$, $F_d=15kHz$, $T_a=25^\circ C$). La tension est mesurée avec une sonde passive et le courant avec une pince à effet Hall.

Pour les valeurs de résistance de grille considérées (cf. III.1.2), les relevés à l'amorçage (figure III.26) montrent des gradients de courant de l'ordre de $800A/\mu s$ et des gradients de tension de l'ordre de $1,4kV/\mu s$. Pour les relevés au blocage (figure III.27), les gradients de courant sont semblables ($900A/\mu s$) et les gradients de tension sont portés à $3,5kV/\mu s$.

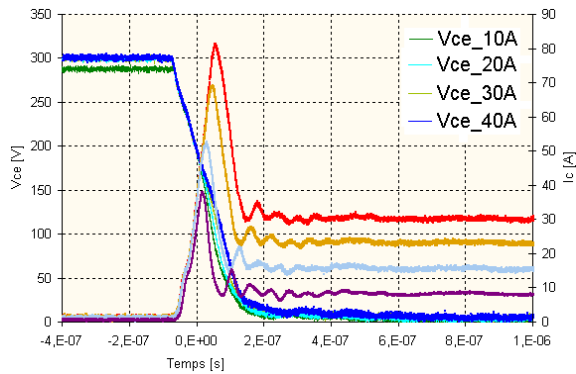


figure III.26 : amorçage sous 300V

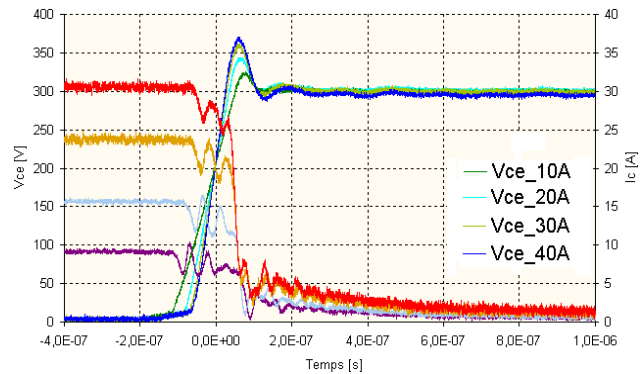
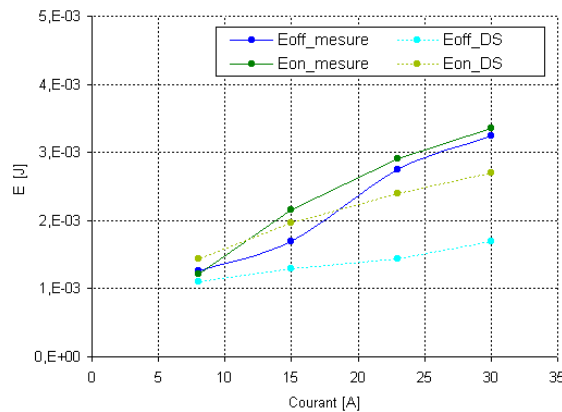


figure III.27 : blocage sous 300V


 figure III.28 : énergie dissipée à l'amorçage et au blocage ($R_{gON}=R_{gOFF}=10\Omega$) et comparaison sur base datasheet (DS)

L'énergie dissipée lors des commutations est calculée par intégration des pertes (figure III.28). Conformément aux caractéristiques reportées dans la datasheet pour des valeurs de courant plus élevées, il apparaît que les pertes à l'amorçage deviennent légèrement supérieures aux pertes au blocage pour une résistance de grille de 10Ω . De plus, les courbes présentent un écart croissant avec les données extrapolées à partir de la datasheet pour une même résistance de grille : cela peut s'expliquer par le fait que les mesures ont été réalisées avec une température de boîtier croissante (de 36°C à 72°C) alors que dans la datasheet la température de jonction est constante (125°C). Toutefois, les puces en technologie NPT sont relativement peu sensibles à la température.

III.1.4.4 Immunité de commande de l'interrupteur d'isolement

Enfin, un point essentiel pour les études à venir est de vérifier l'immunité de commande des transistors de l'interrupteur d'isolement face aux différentes sollicitations, en particulier la tension de mode commun, puisque cet élément est primordial pour la capacité de reconfiguration de l'onduleur.

Le premier essai présenté correspond à une phase de conduction de l'interrupteur d'isolement dans une configuration hacheur sous 300V et 20A (figure III.29). Les tensions sont mesurées avec les sondes actives. L'excitation que constitue la tension de sortie du bras V_{exc} occasionne un couplage significatif sur la commande des transistors de l'interrupteur ($V_{GE\ swAC}$), malgré l'ajout d'une capacité de $1\mu\text{F}$ entre la grille et l'émetteur. Toutefois, la marge est suffisante pour garantir le bon fonctionnement.

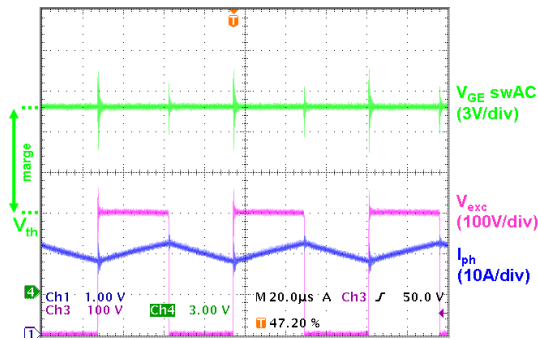


figure III.29 : immunité de la commande en phase de conduction

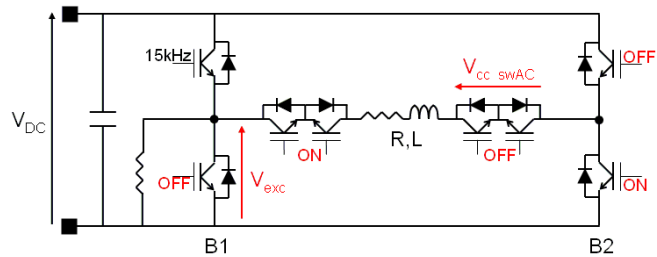


figure III.30 : configuration de test de l'immunité de l'interrupteur d'isolement ouvert

Le second essai présenté consiste à soumettre l'interrupteur à une excitation en phase de blocage, afin de vérifier sa capacité à assurer l'isolement au sein d'un convertisseur en fonctionnement. Comme les procédures automatiques intégrées empêchent le découpage d'un bras d'onduleur si son interrupteur d'isolement est ouvert, la configuration adoptée est celle de la figure III.30. La charge RL ($L=10\text{mH}$) en série représente une impédance de valeur cohérente avec l'application d'alimentation de moteur présenté plus loin. Un plan de charge est ajouté pour faire circuler un minimum de courant dans l'interrupteur qui commute.

Cette excitation à courant très faible est un cas de fonctionnement contraignant car il y a peu de charges stockées dans les jonctions ce qui permet des fronts de commutation abrupts (de l'ordre de $3\text{kV}/\mu\text{s}$). Les tensions aux bornes des deux composants de l'interrupteur d'isolement (V_{CE1} , V_{CE2}) montrent la réponse de l'excitation à travers le circuit RLC série que constituent la charge et les capacités parasites des interrupteurs bloqués (figure III.31). Ainsi, la tension d'excitation est tenue par un IGBT et une diode de l'interrupteur d'isolement et la répartition de tension entre ces composants montre une oscillation. En effet, comme l'interrupteur d'isolement présente une très forte impédance, une faible énergie suffit à perturber la stabilité des potentiels à l'intérieur de cet interrupteur. La situation est semblable pour une impédance de charge réduite (figure III.32).

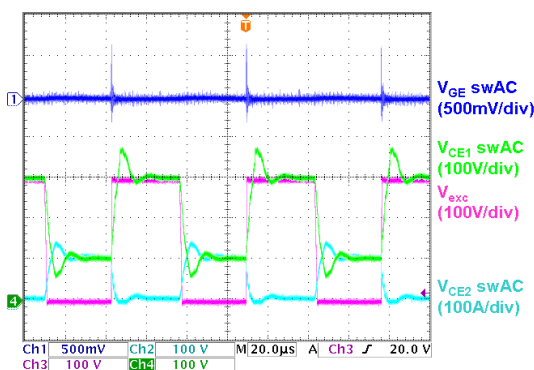


figure III.31 : immunité de la commande en phase de blocage ($R=44\Omega$)

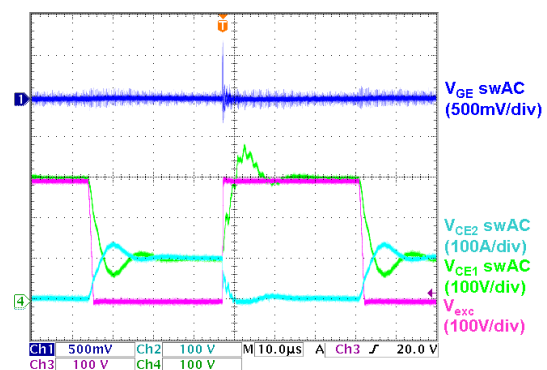


figure III.32 : immunité de la commande en phase de blocage ($R=6,6\Omega$)

En supprimant l'inductance de la charge, on observe des dépassements plus importants sur la répartition des tensions internes de l'interrupteur d'isolement et les oscillations sont à plus haute fréquence (figure III.33). Pour tous ces essais, les variations de la tension de grille de l'interrupteur d'isolement ne dépassent pas 800mV , confortant son immunité.

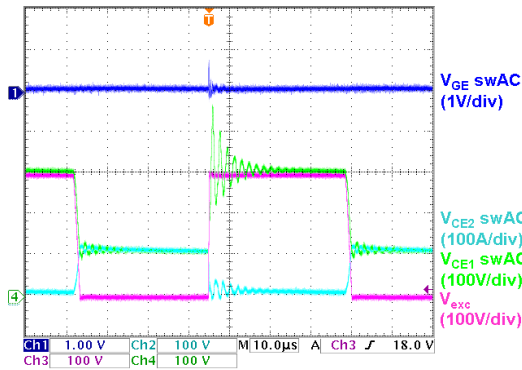


figure III.33 : immunité de la commande en phase de blocage ($6,6\Omega / 0mH$)

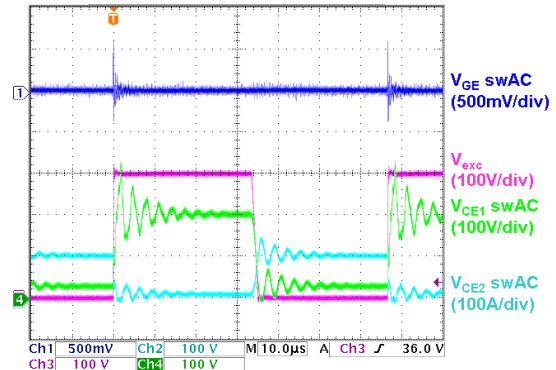


figure III.34 : immunité de la commande en phase de blocage avec bras opposé bloqué

Enfin, un test supplémentaire consiste à effectuer l'excitation avec un bras d'onduleur en ouvrant cette fois le bras opposé. La charge est encore purement résistive (27Ω). La perturbation de la tension de grille n'excède pas 600mV (figure III.34). Cette configuration est moins pénalisante pour l'interrupteur d'isolement puisque la tension différentielle qui lui est appliquée est réduite.

En conclusion, les différents tests effectués ont permis d'adapter la commande rapprochée de manière à bénéficier d'une immunité des tensions de grille satisfaisante pour les interrupteurs d'isolement, bien que leur driver ne soit qu'en tension unipolaire.

III.1.4.5 Immunité de la mesure de courant

Dans une configuration de hacheur sur une charge RL, les relevés présentés pour des courants de phase de 5A et 20A comparent les courants mesurés par une pince à effet Hall et par le capteur LEM LAH100-P de la carte de commande rapprochée. Sur la mesure du capteur, un bruit haute fréquence se superpose à la valeur moyenne du courant et son amplitude reste inférieure à 200mV (2A). De plus, il apparaît un léger effet de filtrage par rapport à la mesure donnée par la pince de courant, qui provient du filtre RC sur la carte de commande rapprochée ainsi que des condensateurs ajoutés sur la carte d'interface. Globalement, le retard de la mesure et le niveau de bruit restent acceptables même pour des courants faibles.

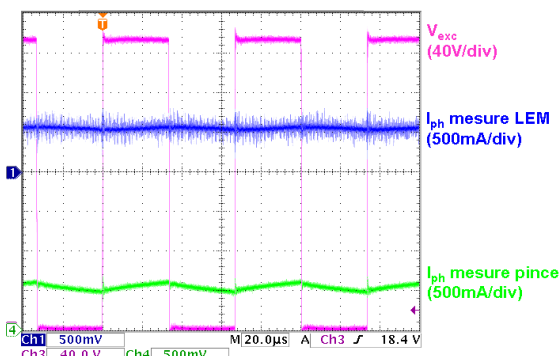


figure III.35 : mesure de courant pour $\langle I_{ph} \rangle = 5A$

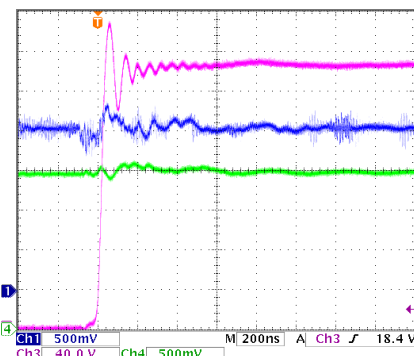


figure III.36 : mesure de courant pour $\langle I_{ph} \rangle = 20A$

D'autre part, le bon fonctionnement de la procédure automatique de protection en cas de surcharge a également été validé précédemment en vérifiant la détection des seuils de déclenchement avec la mesure de courant (figure III.17).

III.2 Onduleur 4 bras reconfigurable

III.2.1 Banc expérimental

La finalité du module de conversion réalisé est de mettre en œuvre une topologie d'onduleur 4 bras à tolérance de panne (figure III.37) dans une application d'alimentation de moteur. Pour cela, un banc moteur a été réalisé par la société SPELEM à partir de nos spécifications (figure III.38).

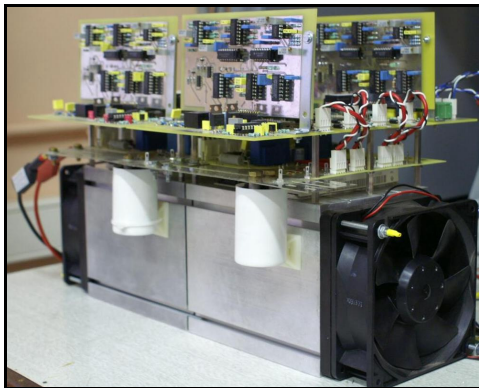


figure III.37: onduleur 4 bras à briques modulaires

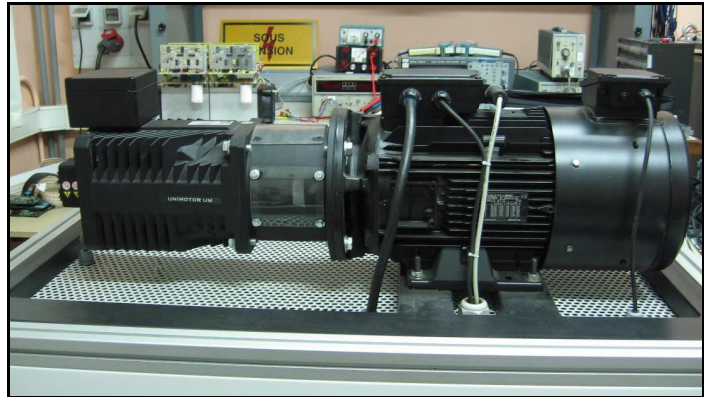


figure III.38 : banc moteur (MSAP, MAS+variateur)

La machine synchrone à aimants permanents, sur la gauche de la photo, peut fournir une puissance mécanique maximale permanente de 7,7kW (figure III.39). Afin de pouvoir mettre en œuvre les différentes méthodes d'alimentation envisagées, cette machine triphasée a ses enroulements ouverts : chaque enroulement possède deux bornes de raccordement. Ses caractéristiques sont répertoriées ci-dessous (Tableau III-2). Contrairement à la spécification initiale, cette machine génère des forces électromotrices dont la forme est davantage trapézoïdale que sinusoïdale (figure III.40).

Vitesse de rotation maximale	2000tr/mn	Nombre de paires de pôles	4
Couple maximal	41N.m	Coefficient de couple	2,4N.m/A
Résistance statorique par phase	0,28Ω	Coefficient de fem	147mV _{eff} /rpm
Inductance cyclique	6,5mH	Inertie	97kg.cm ²

Tableau III-2 : caractéristiques de la MSAP

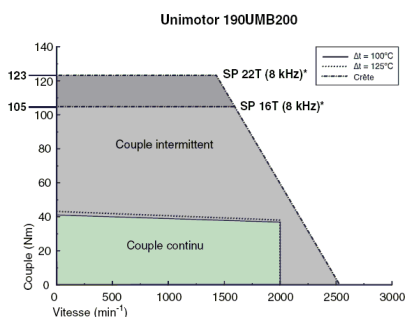


figure III.39 : limites de fonctionnement de la MSAP dans le plan couple-vitesse

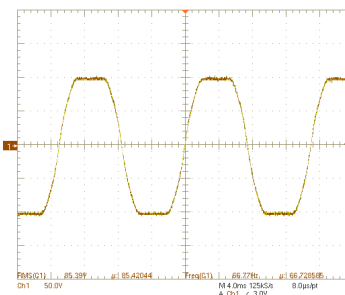


figure III.40 : fem générée à 1000tr/mn dans l'une des phases de la MSAP (50V/div)

La charge est constituée par une machine asynchrone associée à un variateur UNIDRIVE contrôlant la machine en couple ou en vitesse. Cet ensemble permet un fonctionnement moteur ou générateur et la résistance de freinage sur le bus continu du variateur est dimensionnée pour un fonctionnement générateur permanent. Le variateur délivre la mesure du couple à partir de la mesure des courants avec une précision de 5% et la mesure de la vitesse à partir de la mesure de position par un codeur 10 bits.

Les deux machines sont accouplées et montées sur un châssis à roulettes avec support antivibratoire, qui incorpore des platines de câblage pour les connexions de puissance et de données. Le synoptique complet du banc expérimental est représenté à la figure III.41. La machine asynchrone est utilisée comme une charge en fournissant un couple résistant réglable. L'autopilotage de la MSAP est effectué à partir de la mesure de position rotorique délivrée par un codeur absolu 9 bits.

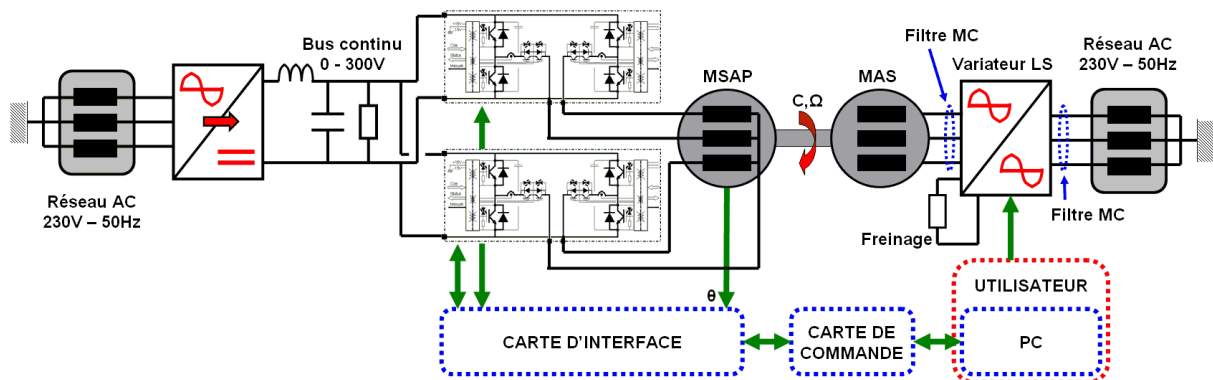


figure III.41 : synoptique du banc expérimental

III.2.2 Autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents

La MSAP est commandée en vitesse par deux boucles de régulation imbriquées. L'algorithme de régulation est codé en C puis téléchargé dans le DSP. Il est exécuté par une routine d'interruption dont la période correspond à la période de découpage T_d . Elle a été réglée ici à $60\mu s$, en particulier pour réduire le bruit acoustique.

III.2.2.1 Régulation de courant

Le flux magnétique généré par les aimants s'exprime en fonction de la position mécanique θ_m du rotor.

$$\begin{cases} \Phi_A = \Phi_M \cdot \cos(p\theta_m) \\ \Phi_B = \Phi_M \cdot \cos\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Phi_C = \Phi_M \cdot \cos\left(p\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III-8})$$

La rotation de la machine induit dans les phases des forces électromotrices proportionnelles à la pulsation électrique $\omega = p\Omega$.

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{\partial\Phi}{\partial\theta_m} \cdot \frac{d\theta_m}{dt} \quad (\text{III-9})$$

$$\begin{cases} e_A = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_M \cdot \sin(p\theta_m) \\ e_B = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_M \cdot \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_C = -p \cdot \Omega \cdot \Phi_M \cdot \sin\left(p\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

Pour une commande à couple maximal, les courants de référence générés sont en phase avec les forces électromotrices.

$$\begin{cases} i_{phA} = -I_{ref} \cdot \sin(p\theta_m) \\ i_{phB} = -I_{ref} \cdot \sin\left(p\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

La régulation est alors réalisée avec un correcteur proportionnel-intégral selon le schéma bloc de la figure III.42. La fonction de transfert du système en boucle fermée est la suivante.

$$T_{BFi} = \frac{1 + \frac{k_{p_i}}{k_{i_i}} \cdot p}{1 + \frac{k_{p_i}}{k_{i_i}} \cdot p + \frac{L_c}{k_{i_i} \cdot V_{DC}} \cdot p^2} \quad (\text{III-12})$$

Le correcteur PI est numérisé simplement par la méthode des trapèzes. Les mesures de courant issues des modules de conversion sont numérisées au niveau de la carte de commande. Enfin, les rapports cycliques α calculés sont transmis au FPGA, qui s'acquitte de la modulation de largeur d'impulsion et transmet les ordres de commande vers le module de conversion.

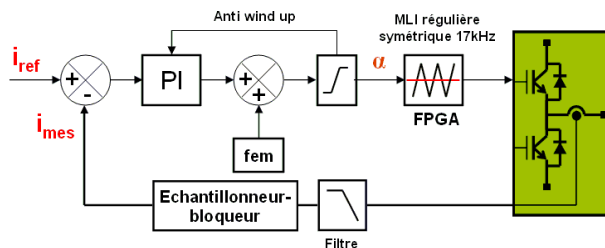


figure III.42 : schéma bloc de la boucle de régulation de courant

III.2.2.2 Régulation de vitesse

L'utilisateur transmet les consignes de vitesse de rotation de la MSAP par le PC. La régulation de vitesse est réalisée sur le même principe que la régulation de courant (figure III.43). Le couple de charge C_{ch} , qui intervient comme une perturbation, est également imposé par l'utilisateur via le variateur de la machine asynchrone. Les fonctions de transfert du système en boucle ouverte T_{BO} et en boucle fermée T_{BF} sont établies en assimilant l'ensemble mécanique à un système du premier ordre. Il est considéré que la boucle de courant est à gain constant.

$$T_{BO\Omega} = K_c \cdot \frac{k_{p\Omega} \cdot p + k_{i\Omega}}{p} \cdot \frac{1}{J \cdot p + f} \quad (\text{III-13})$$

$$T_{BF\Omega} = \frac{1 + \frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}}}{1 + \left(\frac{f + K_c \cdot k_{p\Omega}}{K_c \cdot k_{i\Omega}} \right) \cdot p + \frac{J}{K_c \cdot k_{i\Omega}} \cdot p^2} \quad (\text{III-14})$$

Les paramètres du correcteur en sont déduits par assimilation avec un système du deuxième ordre de pulsation propre $\omega_{0\Omega}$ et de coefficient d'amortissement ζ_Ω .

$$\begin{cases} k_{p\Omega} = \frac{2 \cdot \zeta_\Omega \cdot J \cdot \omega_{0\Omega} - f}{K_c} \\ k_{i\Omega} = \frac{J \cdot \omega_{0\Omega}^2}{K_c} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Les caractéristiques mécaniques ont dû être identifiées : l'inertie de l'ensemble mécanique est déterminée par des essais de lâcher ($J=21 \cdot 10^{-3} \text{kg.m}^2$) et les frottements sont mesurés en régime statique ($f=4 \cdot 10^{-3} \text{N.m.s/rad}$).

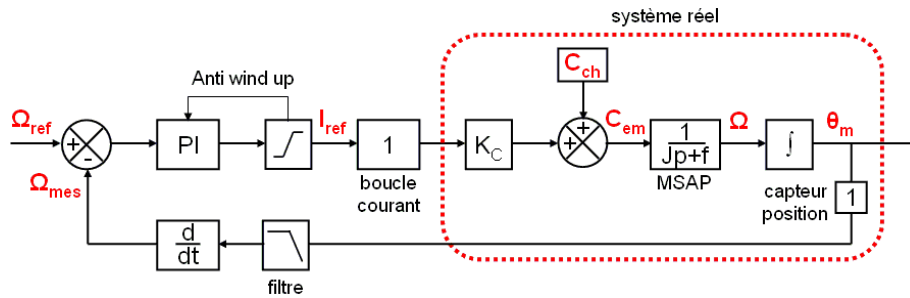


figure III.43 : schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse

III.2.2.3 Calcul de la vitesse

La mesure de vitesse Ω_{mes} est établie à partir de l'information transmise par le capteur de position en calculant l'angle mécanique $\Delta\theta_m$ parcouru par unité de temps. La vitesse est donc calculée à période fixe $N_\Omega T_d$, multiple de la période de découpage.

$$\Omega_{mes} = \frac{\Delta\theta_m}{N_\Omega \cdot T_d} \quad (\text{III-16})$$

Le choix du paramètre N_Ω constitue un compromis entre la précision et la fréquence de rafraîchissement F_Ω de la valeur de vitesse calculée. Cette dernière doit être très supérieure à la bande passante de la boucle de régulation.

$$F_\Omega = \frac{1}{N_\Omega \cdot T_d} \quad (\text{III-17})$$

L'erreur absolue maximale sur la mesure de vitesse dépend de la résolution du codeur (9 bits).

$$\frac{\varepsilon \Omega}{\Omega} = \frac{\varepsilon \Delta\theta_m}{\Omega \cdot N_\Omega \cdot T_d} = \frac{\varepsilon \Delta\theta_m}{\Delta\theta_m} = \frac{|\pm 1\text{LSB}|}{2^9 - 1} \cdot \frac{2\pi}{\Delta\theta_m} \quad (\text{III-18})$$

Elle peut s'exprimer en fonction de la fréquence de rafraîchissement.

$$\frac{\varepsilon \Omega}{\Omega} = \frac{4\pi \cdot F_{\Omega}}{(2^p - 1) \cdot \Omega_m} \quad \text{(III-19)}$$

Un critère supplémentaire est introduit par la correction de vitesse qui est effectuée dans la zone de discontinuité de la position (figure III.44), puisque la vitesse calculée est erronée lorsque la position passe de 2π à 0 ou inversement. Comme la valeur de la vitesse n'est pas remise à jour lors du passage par cette zone, il est nécessaire que la période de rafraîchissement de la mesure de vitesse soit courte devant la période électrique.

$$N_{\Omega} \ll \frac{2\pi}{p \cdot \Omega_{\max} \cdot T_d} \text{ soit } F_{\Omega} \gg \frac{p \cdot \Omega_{\max}}{2\pi} \quad \text{(III-20)}$$

En considérant une vitesse maximale de 1000tr/mn, ce dernier critère est déterminant. Il est choisi $N_{\Omega}=100$, ce qui correspond à une fréquence de rafraîchissement de 167Hz et une erreur relative maximale sur la vitesse inférieure à 20% en-deçà de 195tr/mn (figure III.45). Cette méthode de mesure d'angle par unité de temps offre donc une faible précision à basse vitesse. Pour y remédier, il est possible d'implémenter une méthode mesurant le temps écoulé par unité d'angle et de commuter entre les deux méthodes de calcul en fonction de la plage de vitesse, mais cela ne présente pas d'intérêt particulier pour les études menées.

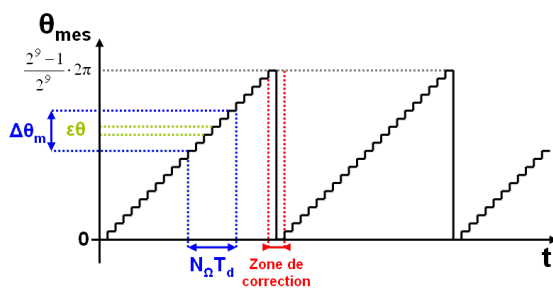


figure III.44 : éléments de calcul de la vitesse à partir de la mesure de position

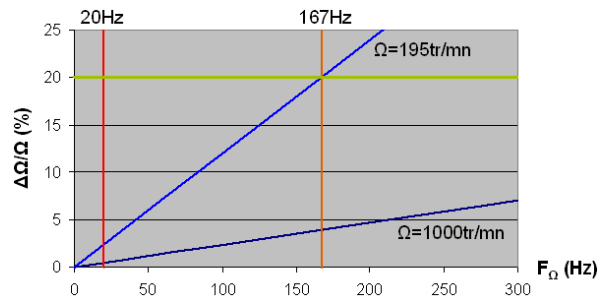


figure III.45 : erreur relative maximale de la mesure de vitesse en fonction de sa fréquence de rafraîchissement

III.2.2.4 Machine d'état

Le fonctionnement et la configuration de l'onduleur sont réglés dans le programme du DSP par une machine d'état qui régit le déplacement d'un jeton logiciel dont la position définit la phase de fonctionnement (figure III.46). A chaque interruption périodique du programme ($T_d=60\mu s$), les informations de diagnostic issues des modules de conversion et les ordres transmis par l'utilisateur sont traités pour déterminer le fonctionnement approprié. En fonction du verdict, le jeton est maintenu dans sa position précédente ou il est déplacé vers une nouvelle position.

Au démarrage de l'application, le jeton est dans la position "initialisation", en attente de la mise en marche de l'utilisateur. Lorsque l'ordre est transmis, le jeton est déplacé dans la position "triphase" : les interrupteurs d'isolement sont fermés, puis les commandes des bras désinhibées et le fonctionnement triphasé est alors actif. En cas de diagnostic d'un défaut simple, la machine d'état déplace le jeton pour assurer le blocage de l'onduleur. Dès que les courants de phase deviennent inférieurs à un seuil prédéterminé, l'interrupteur d'isolement de la cellule défaillante est bloqué puis l'onduleur est reconfiguré en connectant le bras relié au neutre. Le fonctionnement secours a alors lieu en mode diphasé 60° , avec éventuellement une

phase préliminaire à dynamique réduite pour limiter les à-coups de couple et les pointes de courant lors du régime transitoire suivant la reconfiguration (jeton dans la position "diphase").

Dans tous les autres cas de défaut, le jeton est déplacé à la position "arrêt" : l'onduleur est arrêté de manière sécurisée en bloquant les cellules de commutation, puis en ouvrant les interrupteurs d'isolement à faible courant. Il est rappelé que les ordres de commande déterminés par la carte de contrôle ne sont appliqués que s'ils sont en adéquation avec les procédures automatiques internes des modules de conversion ; en effet, les ordres de commandes imposés au niveau "matériel" sont prioritaires devant ceux émis au niveau "logiciel".

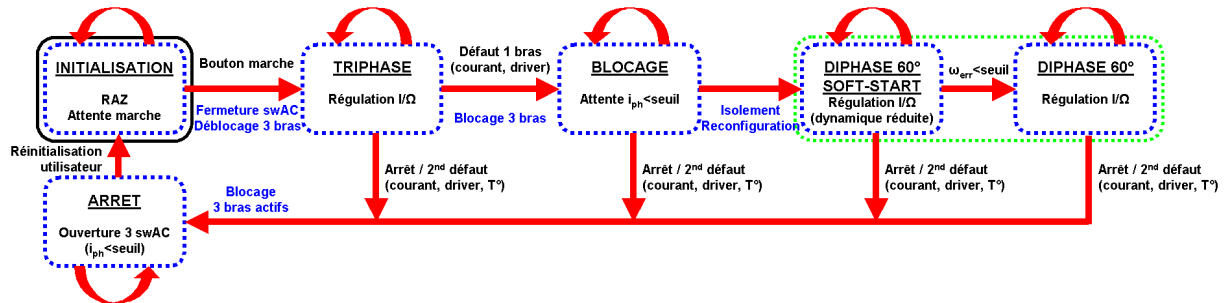


figure III.46 : machine d'état programmée dans le DSP

III.2.3 Essais expérimentaux

III.2.3.1 Autopilotage en fonctionnement triphasé

Pour l'alimentation de la machine par l'onduleur triphasé, les rapports cycliques (α_A, α_B) de deux des cellules de commutation sont issus des boucles de régulation de courant. La troisième cellule est commandée en tension ($\alpha_C = -\alpha_A - \alpha_B$). Le comportement est satisfaisant en régime statique : les courants sont bien sinusoïdaux (figure III.47) et la vitesse ne présente pas d'ondulation (figure II.54). Le couple C_{ch} visualisé est celui de la charge, puisque le banc expérimental ne comprend pas de mesure directe du couple. Les aspects liés aux régimes dynamiques sont abordés plus loin dans ce mémoire.

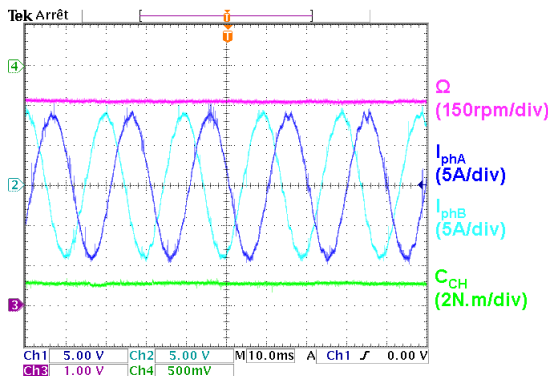


figure III.47 : fonctionnement triphasé
($C_{ch} = 10N.m / \Omega = 80rad/s / V_{DC} = 300V$)

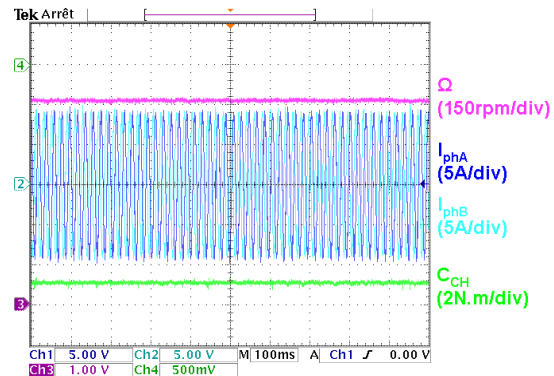


figure III.48 : fonctionnement triphasé
($C_{ch} = 10N.m / \Omega = 80rad/s / V_{DC} = 300V$)

Lors des essais, des erreurs de mesure de la position apparaissent de manière intempestive. Ces erreurs se répercutent sur l'autopilotage en modifiant soudainement les références sinusoïdales de courant, ce qui se traduit par de brusques à-coups de couple. Pour en limiter l'impact, les tests de cohérence et le filtrage logiciels ont été ajustés en conséquence. De plus, pour réduire les perturbations électromagnétiques à l'origine de ce phénomène, des filtres de mode commun et de mode différentiel ont été insérés et ils permettent de s'affranchir partiellement de ces erreurs de mesure. En attendant la réalisation d'une carte d'isolement de la mesure, les essais ne sont pas effectués à haute vitesse. Dans ce contexte, les aspects de surmodulation ne sont donc pas envisagés.

III.2.3.2 Autopilotage en fonctionnement diphasé 60°

Pour l'onduleur 4 bras et l'onduleur double, le mode de fonctionnement secours qui a été privilégié est le mode diphasé 60° (cf. II.7.3.2). La cellule de commutation connectée au neutre de la machine est commandée en tension avec un rapport cyclique d'1/2, tandis que les deux autres bras sont commandés en courant.

Un essai est présenté à la figure III.49. Les deux courants de phase sont mesurés par des pinces à effet Hall et l'addition de ces signaux permet de calculer le courant I_{phN} dans le neutre. Ce dernier a bien une amplitude majorée d'un facteur 1,73 par rapport aux courants de phase.

Les formes d'onde montrent que la régulation s'effectue correctement. De plus, il n'est pas observé d'importante ondulation de courant homopolaire par rapport à l'ondulation de courant que présentent les essais en fonctionnement triphasé. Cela corrobore l'hypothèse d'un filtrage suffisant par l'inductance $L+M$ (cf. II.7.3.3) : il n'est pas nécessaire de spécifier un bobinage particulier de la machine ni d'ajouter un filtre de mode commun supplémentaire.

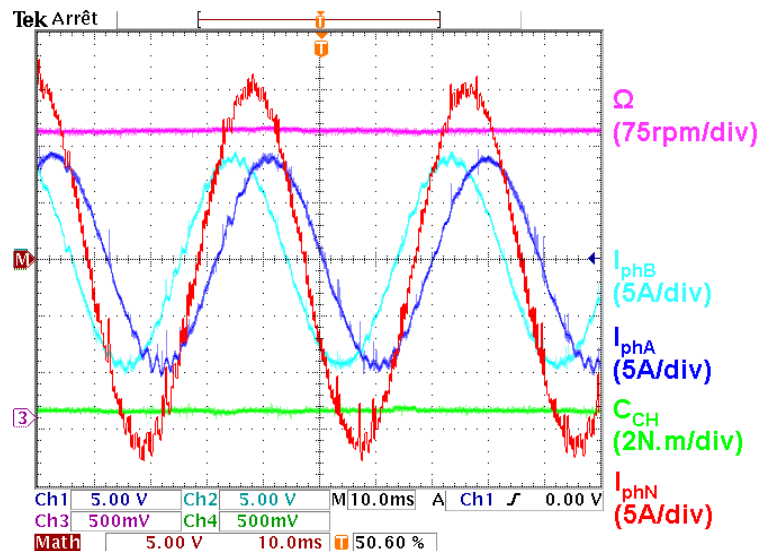


figure III.49 : fonctionnement diphasé ($C_{ch}=5N.m / \Omega=40rad/s$)

III.2.3.3 Isolement et reconfiguration

Le fonctionnement de la machine d'état est maintenant présenté sur un chronogramme complet. La mise en défaut est réalisée de deux manières différentes. La première méthode consiste à signaler un défaut artificiel à la carte de commande via le PC. La seconde méthode consiste à abaisser le seuil de courant sur l'un des bras d'onduleurs pour simuler une reconfiguration dans un cas de surcharge.

Un essai est présenté à la figure III.50. Les différentes étapes définissant la position du jeton de la machine d'état, et donc le mode de fonctionnement, sont numérotées de 1 à 4. Au départ, l'onduleur fonctionne en mode triphasé (1). Lorsque l'organe superviseur est informé d'un régime anormal, la première mesure corrective consiste à bloquer les cellules de commutation de l'onduleur (2). Dès que la mesure de courant dans la phase concernée par le défaut est inférieure au seuil bas, l'interrupteur d'isolement est ouvert. Puis, le bras relié au neutre de la machine est connecté en fermant son interrupteur d'isolement et les commandes des bras "sains" de l'onduleur sont désinhibées. La commande de l'onduleur en mode diphasé 60° est alors active avec une dynamique réduite (3). Enfin, lorsque l'erreur sur la mesure de vitesse est inférieure à un seuil prédéfini, la commande en mode diphasé 60° est effectuée à dynamique nominale (4).

En regardant les formes d'onde de plus près, un pic de courant circulant entre le bras A et le bras connecté au neutre est observé lors de la reconfiguration matérielle de l'onduleur ; sa durée est de quelques millisecondes. Une adaptation de la commande de l'onduleur doit permettre de s'affranchir de ce phénomène.

Au niveau des grandeurs mécaniques, l'amplitude du couple lors de la reconfiguration est limitée. Comme l'écart de vitesse par rapport à sa consigne n'excède pas la valeur fixée, la phase de fonctionnement diphasé à dynamique réduite n'a pas lieu. La réduction de vitesse due au régime transitoire est déterminée par la bande passante de la boucle de vitesse.

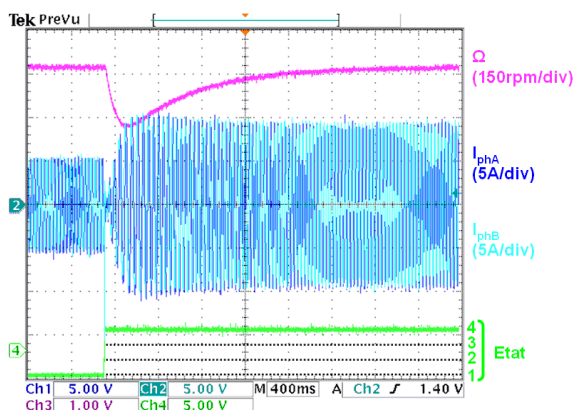


figure III.50 : reconfiguration ($C_{ch}=5N.m / \Omega=50rad/s$)

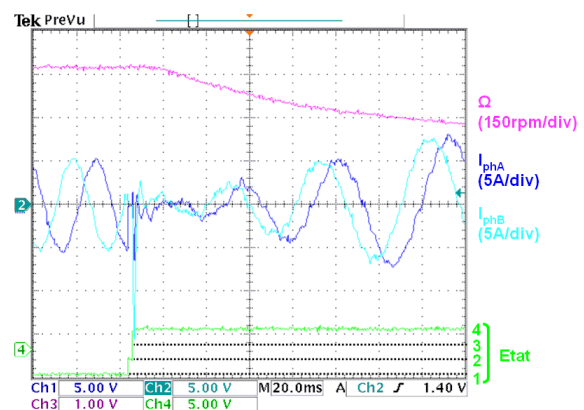


figure III.51 : zoom au début de la reconfiguration

III.3 Association des modules expérimentaux

III.3.1 Association parallèle

Dans le chapitre précédent, une topologie associant des cellules de commutation en parallèle a été mentionnée (cf. II.5). Dans la démarche de mise en œuvre de convertisseurs à partir de modules génériques, cette association parallèle de modules permet d'accroître le courant d'alimentation de la charge à même calibre des composants. En outre, l'augmentation du niveau de redondance permet d'envisager une tolérance de panne.

A un niveau inférieur, le principe de mise en parallèle est classiquement appliqué aux puces dans les composants "multichip" et il repose sur un grand savoir-faire technologique pour l'équilibrage des contraintes. Dans le cadre de ce mémoire, il s'agit d'une association à un niveau supérieur : l'objectif est de mettre en parallèle des bras d'onduleur avec le minimum d'inductance entre ces bras, tout en assurant un taux de déséquilibre du courant maîtrisé. La validation expérimentale de ce principe n'est pas triviale puisqu'il est tributaire des caractéristiques technologiques.

Comme toute dissymétrie de commutation entre bras parallélisés entraîne une conduction diagonale des cellules, il est préférable d'insérer au moins une inductance entre deux cellules pour limiter la croissance du courant différentiel qui en résulte. Dans la perspective d'une tolérance de panne, il est choisi d'insérer une inductance sur la phase de chaque cellule en amont du point de raccordement (figure III.52), ces inductances n'étant pas couplées magnétiquement (cf. II.5.3).

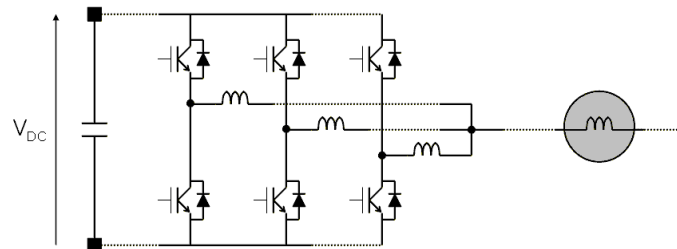


figure III.52 : association parallèle de cellules de commutation sur charge inductive

III.3.1.1 Equilibrage statique des courants

En régime statique, les principales causes d'un déséquilibre de courant en sortie des cellules de commutation sont les suivantes.

- La chute de tension à l'état passant des semi-conducteurs peut constituer une cause de dissymétrie prépondérante. Toutefois, pour les modules Econopack utilisés, le fabricant affirme que cette dispersion est faible et que les modules peuvent être parallélisés sans sélection préalable [EUP04].
- Dans la configuration étudiée, il est probable que la dissymétrie des résistances parasites au niveau de la connectique des puces, du routage et du câblage entre les cellules en parallèle a peu d'influence par rapport à la composante résistive des interrupteurs.

- D'autre part, pour les modules utilisés, les IGBT ont un coefficient de température positif sur toute la plage de courant et les diodes ont un coefficient de température positif au-delà du courant nominal. Cela signifie qu'un déséquilibre de courant, menant à l'accroissement de température du composant conduisant le courant le plus élevé, entraîne l'augmentation de sa résistance dynamique. Ainsi, le courant dans ce composant tend à diminuer et cela permet un équilibrage naturel des courants, en éliminant le risque d'emballement thermique.
- De par la configuration expérimentale adoptée, le refroidissement des différents composants est assez homogène pour ne pas introduire de dissymétrie supplémentaire.

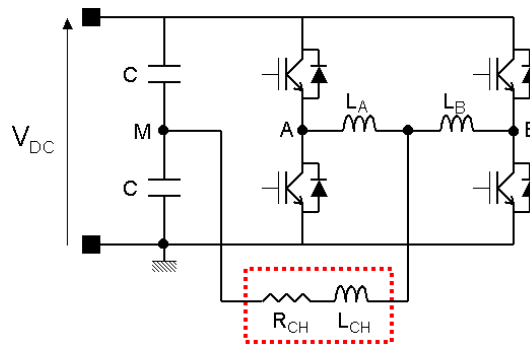


figure III.53 : onduleur monophasé avec charge raccordée à un point milieu capacitif

Une campagne de caractérisation a été réalisée avec plusieurs valeurs d'inductances d'équilibrage, dans une configuration d'onduleur monophasé (figure III.53) dont la charge (R_{CH} variable, $L_{CH}=10\text{mH}$) est raccordée à un point milieu capacitif ($C=3\text{mF}$). Les deux cellules de commutation sont commandées en boucle ouverte par des rapports cycliques sinusoïdaux identiques. Il apparaît que le déséquilibre basse fréquence de courant entre les deux bras reste inférieur à 20% (figure III.54 à figure III.62).

L'équilibrage basse fréquence des courants ne dépend pas de la différence entre les deux selfs. En effet, leur impédance $L\omega$ et leur résistance série interne (entre 5 et $8\text{m}\Omega$ pour $44\mu\text{H}$ et $7\mu\text{H}$) sont faibles par rapport aux résistances de sortie des interrupteurs : à $T_c=25^\circ\text{C}$ et $I_c=50\text{A}$, $R_{CE}=26\text{m}\Omega$ et $R_d=20\text{m}\Omega$ pour les bras d'onduleur et $R_{CE}=40\text{m}\Omega$ et $R_d=37\text{m}\Omega$ pour les interrupteurs d'isolement. Le déséquilibre de courant provient donc majoritairement de la dispersion des caractéristiques $V_{CE}(I_C)$ et $V_d(I_C)$ des semi-conducteurs. Or, il apparaît que la dissymétrie évolue proportionnellement avec le rapport cyclique. Cela pourrait indiquer que la disparité de caractéristiques intervient de manière prépondérante dans l'interrupteur d'isolement. Cette disparité est plus ou moins marquée en fonction du signe du courant dans la charge et donc des composants qui conduisent le courant dans chaque interrupteur d'isolement. Ce point montre l'intérêt, dans une perspective d'industrialisation, de disposer de modules standardisés dont les caractéristiques présentent peu de dispersion : pour une commande en boucle ouverte, la mise en parallèle de modules ne requiert alors pas de surdimensionnement.

Enfin, il apparaît que l'équilibrage est également bien assuré pour de basses fréquences de modulante (quelques Hz). Toutefois, à partir de $6,25\text{Hz}$, il apparaît identiquement sur les 2 bras une distorsion des formes d'onde de courant pour chaque alternance (mode commun). Elle est causée par le temps mort, qui constitue une perturbation de tension dont la composante basse fréquence introduit une série d'harmoniques sur la tension. Elle se reporte sur le courant de charge avec d'autant plus d'influence que la fréquence de modulation est faible puisque l'impédance de la charge diminue. Cette

perturbation n'intervient pas sur le mode différentiel (équilibre des courants) et elle n'apparaît qu'en boucle ouverte.

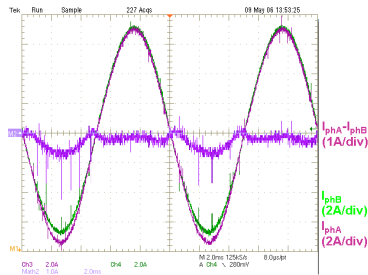


figure III.54 : self différentielle de 88µH à 100Hz

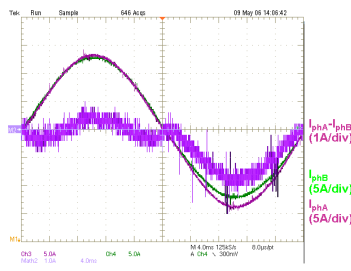


figure III.55 : self différentielle de 88µH à 25Hz

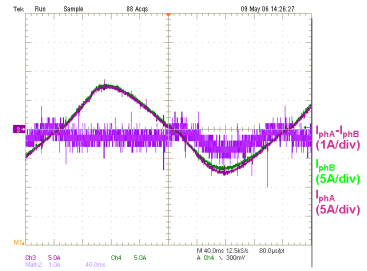


figure III.56 : self différentielle de 88µH à 3,1Hz

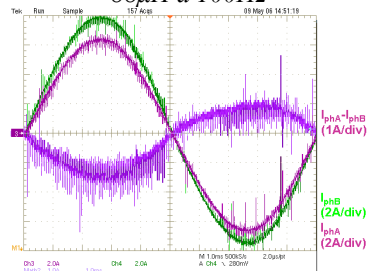


figure III.57 : self différentielle de 14µH à 100Hz

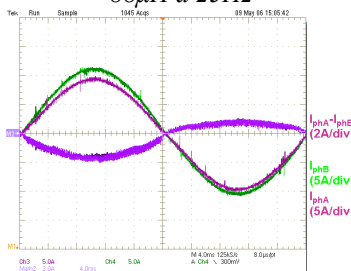


figure III.58 : self différentielle de 14µH à 25Hz

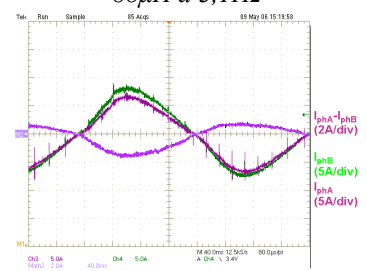


figure III.59 : self différentielle de 14µH à 3,1Hz

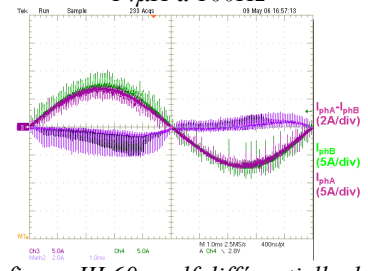


figure III.60 : self différentielle de 3,5µH à 100Hz

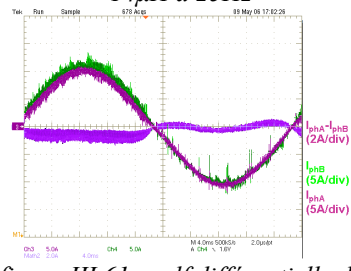


figure III.61 : self différentielle de 3,5µH à 25Hz

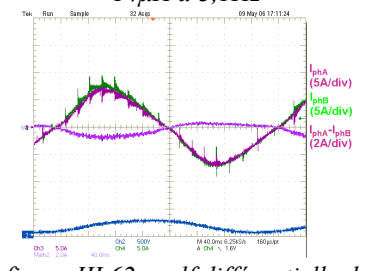


figure III.62 : self différentielle de 3,5µH à 3,1Hz

III.3.1.2 Equilibrage dynamique des courants

Les déséquilibres de courant observés en régime dynamique peuvent avoir plusieurs origines.

- La dispersion du seuil V_{GEth} à partir duquel les IGBT commencent à conduire est supposée faible pour les modules Econopack utilisés, d'après le fabriquant.
- Les inductances parasites entre les puces et les connexions au bus continu sont de faibles valeurs et par conséquent leurs disparités semblent peu influentes.
- La répartition des champs magnétiques créés par les conducteurs dépend de la disposition des bras dans le module ; elle peut occasionner une différence de vitesse de commutation des interrupteurs. Cette contribution devrait rester limitée.

Si la dissymétrie de commutation est assez importante, la pleine tension de bus s'applique et, en l'absence d'inductance d'équilibrage, le courant de court-circuit n'est alors limité que par les inductances parasites des cellules jusqu'à la désaturation des IGBT. Cela peut donc s'avérer destructeur pour les composants. Par conséquent, une self est insérée entre les cellules de commutation pour limiter la croissance du courant différentiel haute fréquence

et ainsi le déséquilibre de courant ΔI_{ph} pendant la durée Δt où les tensions de sortie des cellules sont différentes.

$$\Delta I_{ph} = \frac{\Delta t \cdot V_{DC}}{L_A + L_B} \quad (III-21)$$

La parallélisation d'onduleurs a souvent été considérée en ajoutant des inductances de valeurs importantes [SHI04]. Pour des applications d'alimentation sans interruption (UPS) ou de redresseur actif, cela n'est pas forcément préjudiciable puisqu'un filtre de sortie est nécessaire. Pour les applications d'alimentation de moteur envisagées, les caractéristiques inductives de ce dernier peuvent supprimer le besoin de filtrage différentiel. Les inductances additionnelles doivent alors être minimales pour ne pas pénaliser la compacité du convertisseur et ne pas occasionner une diminution importante de la tension de sortie. Ainsi, dans cette étude, les inductances ne sont dimensionnées que pour compenser les dissymétries du montage. Dans cette logique, les cellules de commutation sont commandées en synchronisme et l'entrelacement des commandes n'est pas traité.

Les essais représentés par la suite ont été réalisés dans la même configuration que précédemment, avec une inductance de $7\mu H$ sur chaque bras. Le déséquilibre observé sur la figure III.63 intervient deux fois par période de découpage ($T_d=60\mu s$). Il ne provient pas d'une dispersion de transmission des ordres de commande ($<50ns$) ou d'une évolution dissymétrique des tensions de grille. Le déséquilibre est lié au fait que les interrupteurs ne s'amorcent et ne se bloquent pas à la même vitesse. Le pic de tension différentielle qui en résulte présente une amplitude plus élevée à l'amorçage des transistors (figure III.64 et figure III.65) ; cela traduit une disparité des caractéristiques des interrupteurs.

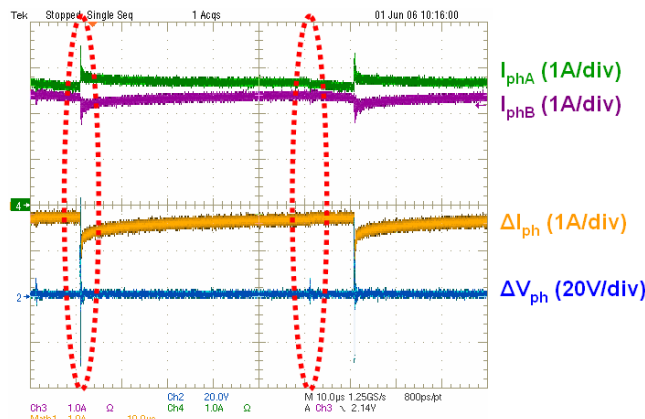


figure III.63 : déséquilibre haute fréquence des courants

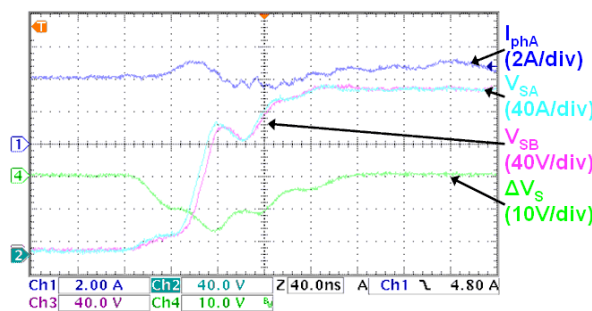


figure III.64 : dissymétrie de commutation ($i_{ph}>0$)

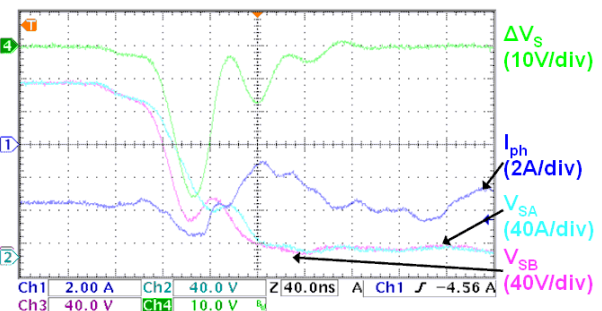


figure III.65 : dissymétrie de commutation ($i_{ph}<0$)

L'amplitude du déséquilibre reste inférieure à 2A pour une tension commutée de 200V avec les deux inductances de $7\mu\text{H}$. Cela reste peu élevé par rapport au courant vu par le bras d'onduleur. La faible valeur de self montre que l'ajout d'inductances d'équilibrage requis pour la mise en œuvre de la topologie est peu pénalisant au niveau de son dimensionnement et l'impact sur la compacité du convertisseur est donc réduit. De par la limitation du nombre d'entrées et de sorties de la carte de commande, il n'a pas été réalisé d'essai en configuration triphasée.

III.3.1.3 Association parallèle avec une seule boucle de régulation de courant

Dans le cadre des applications envisagées pour la mise en parallèle, chacun des bras d'onduleurs est commandé en courant. L'introduction des boucles de régulation, avec une stratégie adaptée, permet de partager équitablement les courants entre les cellules en compensant de manière active le déséquilibre statique [SHA99].

L'association en parallèle de bras d'onduleur peut présenter un avantage supplémentaire dans le contexte considéré. Comme chacun de ces bras comporte un capteur de courant, leur commande peut être maintenue en cas de défaillance de l'un des capteurs. La mesure de courant restante suffit à effectuer la régulation en instaurant une boucle commune pour les deux cellules.

Dans la continuité des études de mise en parallèle, il est simplement proposé ici d'appliquer expérimentalement ce principe (figure III.66). La forme d'onde du courant n'est pas parfaitement sinusoïdale à cause du déséquilibre des tensions V_{Cb} et V_{Ch} aux bornes des condensateurs créant le point milieu, mais cela n'a pas d'influence sur les phénomènes étudiés. Avec une seule boucle de courant, le principe est assez semblable à celui de la boucle ouverte puisque le même rapport cyclique est transmis aux deux cellules de commutation. Cependant, l'action de la régulation compense presque totalement les déséquilibres de courant à basse fréquence ($\Delta I < 0,2\text{A}$ soit 5% environ).

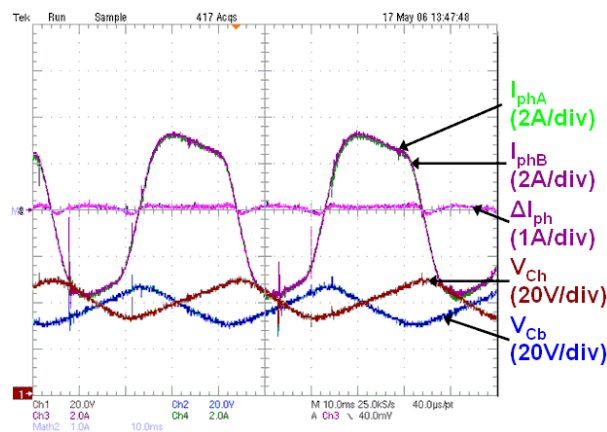


figure III.66 : mise en parallèle de deux bras avec une boucle de régulation de courant globale

III.3.2 Association différentielle

Un dernier cas mérite d'être mentionné dans cette expérimentation des modes d'association. Dans le cadre des études d'onduleurs à tolérance de panne, la topologie onduleur double a été évoquée (cf. II.8). Il est proposé ici de valider rapidement son fonctionnement en mode secours, c'est-à-dire sur 4 bras (figure III.67).

L'onduleur double requiert, comme l'onduleur 4 bras, un découplage des courants pour optimiser la commande en mode diphasé (cf. II.7.3.4). La même commande découplée que pour l'onduleur 4 bras peut être utilisée. Les formes d'ondes visualisées (figure III.68) montrent la conformité du fonctionnement expérimental avec les études de simulation. En particulier, l'ondulation de courant homopolaire est peu importante puisqu'elle est limitée par le terme $L+M$ (cf. II.7.3.3). Le fonctionnement secours constitue en effet un cas favorable par rapport au fonctionnement normal, pour lequel l'ondulation de courant homopolaire n'est limitée que par l'inductance de fuite de la machine.

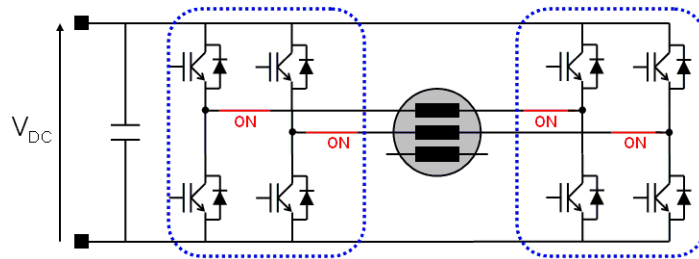


figure III.67 : configuration onduleur double en fonctionnement secours

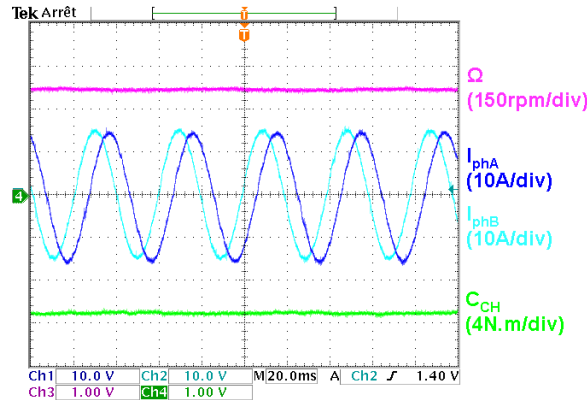


figure III.68 : fonctionnement diphasé 4 bras (onduleur double en mode secours) à $10N.m - 40rad/s$

III.4 Conclusion et perspectives

Ces études expérimentales ont pour objectif d'appliquer certains des principes évoqués dans les chapitres précédents. La première étape a consisté à concevoir et réaliser un module de conversion incorporant les fonctionnalités élémentaires requises. Ce module est caractérisé et les différents aspects de son fonctionnement sont validés.

En outre, la mise en œuvre de ce prototype expérimental met en relief certaines des contraintes de conception dans une perspective industrielle : définition du périmètre du module générique, modularité sur le plan spatial et fonctionnel, choix et dimensionnement des interrupteurs et des composants passifs intégrés, gestion interne des protections rapprochées, système de refroidissement, contraintes CEM sur l'immunité des signaux et les perturbations générées... Le compromis entre modularité et intégration constitue notamment un point fondamental pour que le concept de module de conversion générique soit viable.

Différents modes d'association fonctionnels des modules sont testés. Dans le cas de la mise en parallèle, il est constaté que l'équilibrage statique et dynamique des courants est conditionné par les disparités de caractéristiques entre les composants et les dissymétries du montage. Un taux de déséquilibre convenable est observé avec des inductances additionnelles peu élevées.

D'autre part, l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents est réalisée avec un onduleur 4 bras avec bras secours connecté au neutre. Le fonctionnement en mode triphasé et en mode diphasé 60° est satisfaisant et conforte les principes théoriques exposés. En particulier, un dimensionnement spécifique de la machine n'est pas nécessaire. De plus, la tolérance de panne a pu être caractérisée par l'observation des phases de reconfiguration selon les procédures établies.

Chapitre IV

Etage de conversion alternatif-continu

IV.1 Problématique

Dans les deux chapitres précédents, l'utilisation d'un module générique a été envisagée pour la conversion continu-alternatif. Ce dernier chapitre traite de l'applicabilité de ce module pour réaliser d'autres fonctions de conversion. Il est donc proposé d'étudier l'étage d'entrée du convertisseur d'un variateur de vitesse.

Pour les actionneurs recensés, la conversion alternatif-continu est classiquement réalisée par un redresseur passif non réversible. Or, certaines applications telles que les EHA de commandes de vol imposent une réversibilité en puissance et la machine fonctionne alors dans les 4 quadrants. Il est donc inséré sur le bus continu un hacheur résistif pour dissiper l'énergie générée durant les phases de freinage (figure IV.1). Cet étage intermédiaire grève le rendement du convertisseur et il génère de la chaleur qui doit être dissipée, ce qui peut pénaliser le dimensionnement du système de refroidissement.

Des chaînes de conversion sont donc proposées pour optimiser la gestion de l'énergie en bannissant l'étage dissipatif. Pour l'analyse et le pré-dimensionnement des topologies, les simulations sont effectuées sur la base du modèle d'EHA. Puis, une synthèse recense les caractéristiques des différentes topologies afin d'en comparer les performances, le rendement énergétique, le dimensionnement électrique et thermique, les éléments de filtrage et la masse.

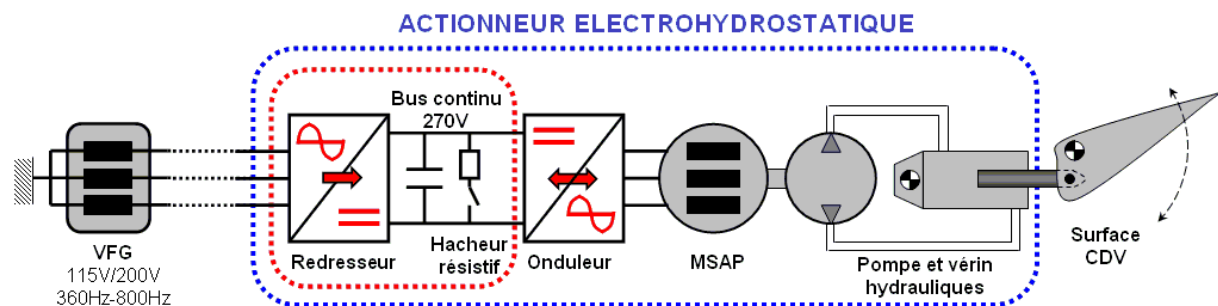


figure IV.1 : étage d'entrée conventionnel de l'EHA

IV.2 Pont de diodes et hacheur rhéostatique

Un convertisseur classiquement utilisé est d'abord présenté pour servir de référence à la comparaison des topologies. Le redressement de la tension alternative du réseau est effectué par un pont de diodes triphasé double alternance (figure IV.2). Le hacheur de freinage est constitué d'une résistance, avec une diode de roue libre en parallèle, disposée en série avec un transistor. Ce convertisseur a le mérite d'être simple et fiable, mais il présente également des inconvénients qui pénalisent son dimensionnement.

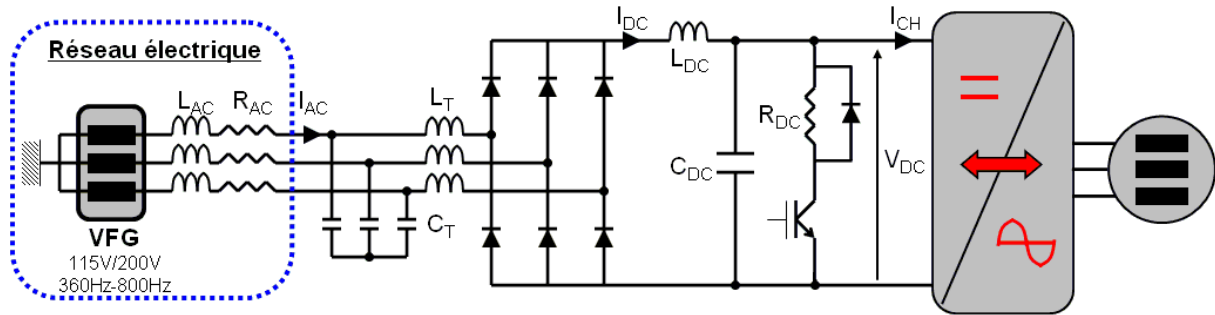


figure IV.2 : pont de diodes triphasé et hacheur rhéostatique

IV.2.1 Tension continue

Dans le cas d'un transfert de puissance pour lequel la machine fonctionne en moteur, la valeur moyenne de la tension continue est déterminée par la tension composée U_{AC} du réseau d'alimentation.

$$\langle V_{DC} \rangle = \frac{3 \cdot \hat{U}_{AC}}{\pi} \quad (IV-1)$$

Dans un avion d'une capacité de 500 passagers, la distance de câblage entre le cœur électrique primaire et certains actionneurs de commandes de vol peut atteindre pratiquement 90m. La chute de tension continue ΔV_{DC} est alors importante lorsque la puissance prélevée par l'onduleur est élevée.

$$\Delta V_{DC} = \left[\frac{3}{\pi} \cdot (L_{AC} + L_T) \cdot 2\pi \cdot f_{AC} + 2R_{AC} \right] \cdot I_{DC} \quad (IV-2)$$

Ainsi, la simulation de la figure IV.3 fait apparaître une chute de tension de l'ordre de 20% de la tension nominale ($f_{AC}=400\text{Hz}$, $R_{AC}=187\text{m}\Omega$, $L_{AC}=81\mu\text{H}$) et elle est encore plus importante pour une fréquence réseau f_{AC} de 800Hz.

Or, c'est lors de ces phases de fonctionnement à vitesse élevée que la machine doit se voir appliquer les tensions de phase maximales. En conséquence, la motorisation doit être capable d'assurer la vitesse de rotation maximale spécifiée avec une tension de bus réduite. Pour certains actionneurs, la commande de la MSAP par défluxage permet de remplir cette condition. Par contre, dans le cas d'un actionneur dont la commande ne le permet pas, cette condition impose une contrainte supplémentaire sur le dimensionnement de la machine.

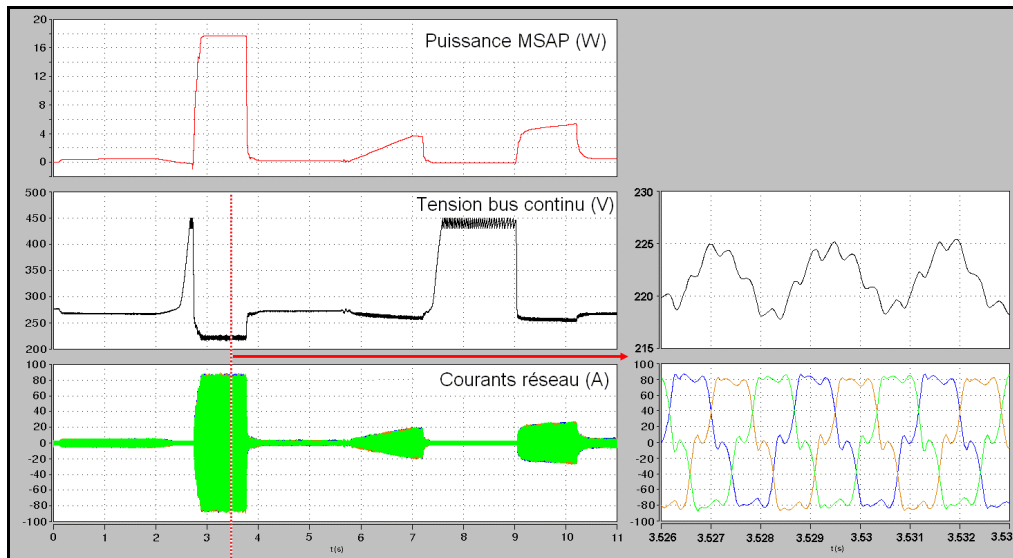


figure IV.3 : formes d'ondes du convertisseur de référence (profil de mission A, cf. IV.6.1)

D'autre part, le hacheur rhéostatique est commandé par hystérésis à partir de la mesure de la tension continue. Pour éviter la mise en fonctionnement du hacheur en cas d'augmentation de la tension réseau lors de régimes perturbés, le seuil de déclenchement doit être élevé. Sur la figure IV.4, la norme [ABD1.8] indique une tension simple maximale $V_{AC}=180V$, à laquelle correspond une tension continue de 421V en l'absence de chute de tension. Ainsi, cette tension élevée par rapport à la valeur nominale impose un surdimensionnement des composants raccordés au bus continu.

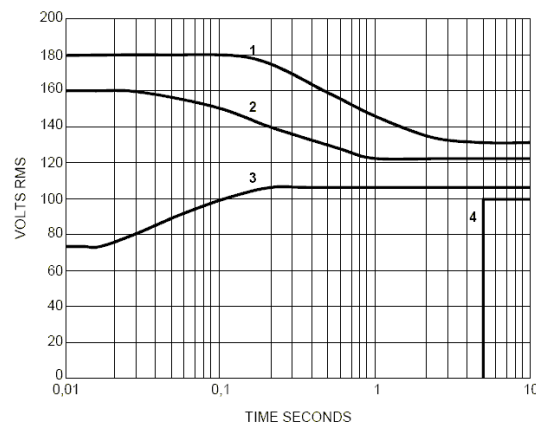


figure IV.4 : norme décrivant les transitoires de tension du réseau [ABD1.8]

IV.2.2 Filtrage

Le filtrage impose des contraintes conséquentes sur la masse et le volume du convertisseur. Certains critères de dimensionnement sont donc exposés pour permettre la comparaison des topologies.

Le filtre du côté continu est constitué d'une inductance série suivie d'un condensateur en parallèle. La valeur de l'inductance peut être déterminée à partir d'une approximation au 1^{er} harmonique de la tension redressée V_d , pour une ondulation du courant continu Δi_{DC} .

$$L_{DC} = \frac{1}{\Delta i_{DC}} \cdot \int_0^{t_1} (V_d(t) - V_{DC}) \cdot dt = \frac{6\sqrt{3} \cdot \hat{V}_{AC}}{105 \cdot \pi \cdot \Delta i_{DC} \cdot \omega_{AC}} \quad (IV-3)$$

En fonctionnement moteur de l'actionneur, le condensateur de bus doit limiter les variations basses fréquences de tension continue générées par le redresseur ainsi que les variations hautes fréquences qui pourraient perturber la commande de la machine. En conservant l'approximation au 1^{er} harmonique d'une onde sinusoïdale, le critère basse fréquence donne la relation suivante.

$$C_{DC} = \frac{\Delta I_{DC}}{6 \cdot \omega_{AC} \cdot \Delta V_{DC}} \quad (IV-4)$$

De plus, le filtre empêche les composantes harmoniques du courant de bus provenant du découpage de se propager sur le réseau alternatif. La fréquence de coupure F_c du filtre doit être faible devant la fréquence de découpage.

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{DC}C_{DC}}} \ll F_d \quad (IV-5)$$

D'autre part, le condensateur limite la vitesse de variation de tension du bus continu en absorbant l'énergie fournie par l'actionneur lors des phases de freinage ; il doit donc avoir une valeur suffisante pour que la dynamique imposée au hacheur rhéostatique ne soit pas trop élevée. En outre, le critère de stabilité du filtre doit être pris en compte pour éviter une oscillation du filtre lorsque la charge prélève une puissance constante importante (cf. Annexe A). Enfin, le dimensionnement du condensateur doit être cohérent avec la valeur du courant efficace circulant du côté redresseur et du côté onduleur.

Harmonic order	Limits
Odd harmonics 3, 5 and 7	$I_3 = I_5 = I_7 = 0.02 I_1$
Odd triplen harmonics (n = 9, 15, 21, ..., 39)	$I_n = 0.1 I_1/n$
Odd non triplen harmonic 11	$I_{11} = 0.1 I_1$
Odd non triplen harmonic 13	$I_{13} = 0.08 I_1$
Odd non triplen harmonics 17 and 19	$I_{17} = I_{19} = 0.04 I_1$
Odd non triplen harmonics 23 and 25	$I_{23} = I_{25} = 0.03 I_1$
Odd non triplen harmonics 29, 31, 35 and 37	$I_n = 0.3 I_1/n$
Even harmonics 2 and 4	$I_n = 0.01 I_1/n$
Even harmonics > 4 (n = 6, 8, 10, ..., 40)	$I_n = 0.0025 I_1$
Any harmonic > 40 (up to 150 kHz)	$I_n = 0.0025 I_1$

Tableau IV-1 : norme définissant le spectre des courants prélevés sur le réseau [ABD1.8]

Le filtrage est également nécessaire du côté réseau. Les formes d'ondes des courants prélevés (figure IV.3), caractéristiques du pont de diodes, ont un taux de distorsion harmonique (TDH) basse fréquence de 20% à 30 % selon le filtre en T inséré en entrée du convertisseur. Cela n'est pas conforme aux spécifications, en particulier pour les harmoniques d'ordre 5 et 7 qui excèdent les valeurs requises par la norme ABD100-1.8 (cf. Tableau IV-1). Ces composantes harmoniques ne peuvent être supprimées par l'ajout de filtres passifs à cause de la fréquence variable du réseau. Toutefois, comme les EHA fonctionnent rarement à leur puissance maximale, l'effet de la distorsion des courants sur le réseau alternatif est considéré comme acceptable. Au niveau de la qualité réseau, les normes sont établies sur les caractéristiques d'un redresseur dodécaphasé, mais cette solution n'est pas détaillée car elle mène à des convertisseurs moins compacts.

IV.3 Redresseur actif

Dans la démarche de mise en œuvre des architectures de traitement de l'énergie à partir de modules de conversion génériques, l'association de trois cellules de commutation pour la conversion alternatif-continu a été évoquée au début de ce mémoire (cf. I.2.2.3). Cette topologie, schématisée à la figure IV.5, a la faculté d'imposer une absorption quasi-sinusoidale de courant et de régler le facteur de puissance et la tension continue.

De plus, sa réversibilité en puissance permet d'injecter sur le réseau la puissance générée pendant les phases de freinage. Ce mode de fonctionnement n'est pas encore admis dans les réseaux de bord, car il impose certaines contraintes. D'abord, la fréquence du courant réinjecté sur le réseau doit être bien maîtrisée pour ne pas occasionner de perturbations. D'autre part, si plusieurs actionneurs ont un fonctionnement générateur pendant la même période, comme cela est plausible pour les commandes de vol, il faut s'assurer que le réseau puisse recevoir cette énergie sans dysfonctionnement. L'évolution des réseaux d'avions "plus électriques" pourrait changer cette situation et faire admettre l'usage de ce type de convertisseur.

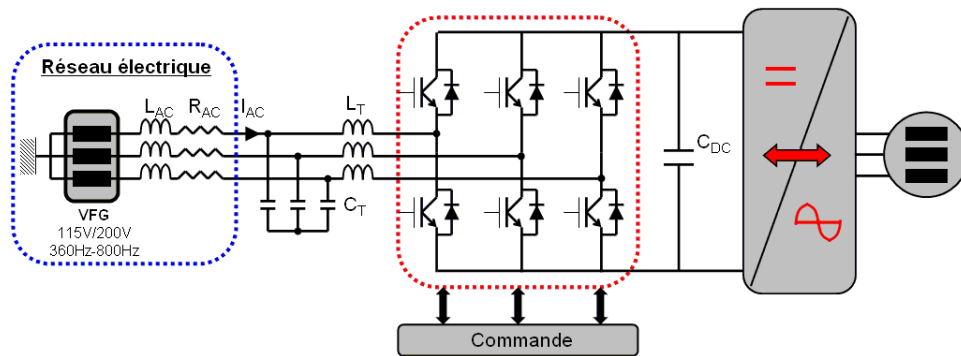


figure IV.5 : redresseur actif

IV.3.1 Dimensionnement électrique

IV.3.1.1 Tension continue

Le redresseur actif permet de régler la tension continue. Dans une application de variation de vitesse, cette tension doit être suffisante pour atteindre les vitesses de rotation maximales de la machine. La limitation supérieure de la tension de sortie du redresseur est plutôt d'ordre technologique (IGBT 600V-1200V-1700V, effet Corona [SEG90]). Pour les objectifs poursuivis ici, il est choisi de ne pas exploiter ce degré de liberté et de conserver une valeur de tension proche de celle des autres topologies.

Comme le montage est survolteur, la valeur minimale de la tension continue V_{DCmin} est supérieure à la tension générée par le pont de diodes.

$$V_{DCmin} = \frac{\sqrt{(\hat{V}_{AC} + R_{AC} \hat{I}_{AC})^2 + (L_{AC} \omega_{AC} \hat{I}_{AC})^2}}{\frac{1}{2} - \frac{2t_m + t_{ONmin}}{T_d}} \quad (IV-6)$$

Cette équation tient compte des butées de rapport cyclique et donc du temps minimum de conduction t_{ONmin} des transistors, ainsi que des chutes de tension dues au temps mort t_m , aux caractéristiques résistives et inductives du réseau et aux composants passifs. Cette valeur peut être diminuée de 15% grâce à une surmodulation par injection d'harmonique d'ordre 3 et elle vaut alors au minimum 335V pour l'application considérée ($f_{AC}=800\text{Hz}$, $t_m=1,5\mu\text{s}$, $t_{ONmin}=2\mu\text{s}$).

IV.3.1.2 Régulation de la tension continue - Filtrage côté continu

La figure IV.6 représente le schéma bloc de la régulation en cascade implémentée, qui comprend une première boucle de rétroaction pour asservir les courants de phase à des références sinusoïdales et une seconde boucle, plus lente, pour régler la tension de sortie du convertisseur. Les correcteurs utilisés sont de type proportionnel-intégral.

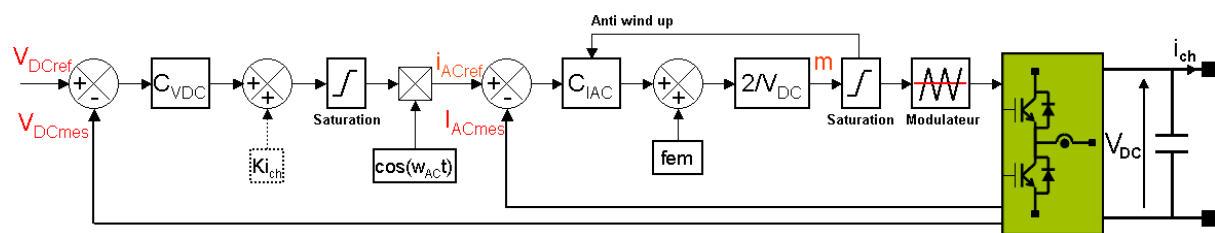


figure IV.6 : schéma bloc de la régulation de tension et de courant

Ainsi, l'un des avantages du redresseur actif par rapport au redresseur passif de référence est de pouvoir s'affranchir des variations de la tension continue. L'asservissement de tension doit être assez rapide pour répondre aux transitoires de charge et ainsi limiter la valeur du condensateur du bus continu. Par contre, sa bande passante doit être assez petite devant la fréquence du réseau pour ne pas introduire d'harmoniques dans les références de courant. La fréquence minimale du réseau étant de 360 Hz, la fréquence de coupure de la boucle de tension est choisie à 80Hz.

Comme les harmoniques basses fréquences de la tension continue sont normalement éliminés par la boucle de régulation, le condensateur C_{DC} est principalement dimensionné pour limiter les variations de tension du bus continu durant le temps de réponse de la boucle de tension pendant lequel le condensateur échange transitoirement l'énergie avec la charge.

$$C_{DC} \geq \frac{\Delta P_{max} \cdot T_r}{V_{DC} \cdot \Delta V_{DC}} \quad (IV-7)$$

Ce condensateur doit également absorber les courants harmoniques de la charge afin qu'ils ne se retrouvent pas dans les courants d'entrée, mais ce critère haute fréquence est moins contraignant. Enfin, il faut vérifier que le dimensionnement du condensateur soit approprié au courant efficace maximal.

Pour une ondulation de tension de 10% et une puissance à fournir du dixième de la puissance nominale, l'application numérique de l'équation précédente donne une capacité de 850 μF : sa valeur est supérieure à celle de la solution de référence.

IV.3.1.3 Régulation des courants de ligne - Filtrage côté alternatif

Le redresseur actif est commandé pour imposer une absorption sinusoïdale de courant en phase avec les tensions simples du réseau. La bande passante de la régulation de courant est choisie une décade en dessous de la fréquence de découpage. Cette boucle est donc assez rapide par rapport à la régulation de tension pour assurer la séparation des modes.

Le filtrage en entrée est réalisé en insérant des inductances L_T dont la valeur est définie par la relation suivante [MAR98].

$$L_T = \frac{V_{DC}}{6,9 \cdot F_d \cdot \Delta I_{AC}} \quad (IV-8)$$

La fréquence de découpage F_d doit être suffisamment élevée pour assurer convenablement la régulation de courant à la fréquence maximale du réseau (800 Hz), mais elle ne doit pas être trop grande afin de limiter les pertes dans les semi-conducteurs. Il y a donc un compromis entre l'encombrement du dissipateur et des inductances de filtrage, à ondulation de courant donnée. Or, pour l'actionneur considéré, un dimensionnement thermique conséquent est imposé par l'onduleur et ainsi l'accroissement des pertes par commutation ne constitue pas une contrainte supplémentaire de dimensionnement du dissipateur (cf. IV.6.4.3). Une fréquence de découpage assez élevée ($F_d=30\text{kHz}$) est donc choisie pour réduire la valeur et donc la masse des inductances ($L_T=169\mu\text{H}$).

Comme une faible ondulation de courant conduit à des tailles d'inductances excessives, un condensateur est inséré en entrée du redresseur pour former un filtre en T avec l'inductance de câblage. Le courant de ligne voit un filtre de fréquence de coupure F_c qui doit être bien inférieure à la fréquence de découpage, mais suffisamment grande devant la dynamique de l'onduleur.

$$F_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{AC}C_T}} \quad (IV-9)$$

D'autre part, le courant crête que doit absorber le condensateur C_T est défini à 5% de la valeur crête maximale du courant de ligne ($C_T=8,2\mu\text{F}$).

$$C_T = \frac{\hat{I}_C}{\hat{V}_C \cdot \omega_{AC}} \quad (IV-10)$$

La fréquence de coupure est de l'ordre de 6kHz, elle respecte donc les critères précédents.

IV.3.2 Synthèse du dimensionnement et des fonctionnalités

Avec le dimensionnement établi, la simulation de la figure IV.7 confirme la régularité de la tension continue ainsi que l'amélioration des formes d'onde des courants de ligne par rapport à l'équipement de référence, comme l'expose l'analyse spectrale de la figure IV.8. Ainsi, ce convertisseur respecte les normes de qualité réseau : le taux de distorsion est ici de l'ordre de 2,2% alors qu'il atteint 20,6% avec le pont de diodes.

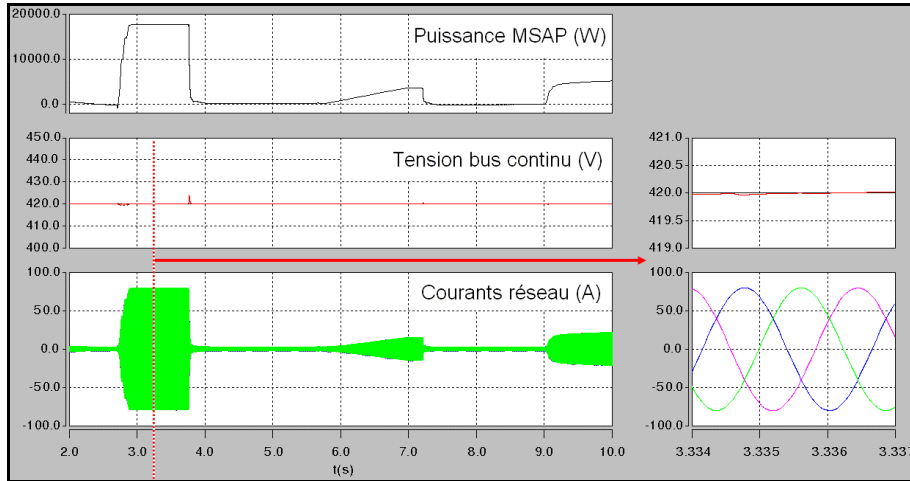


figure IV.7 : formes d'onde du redresseur actif

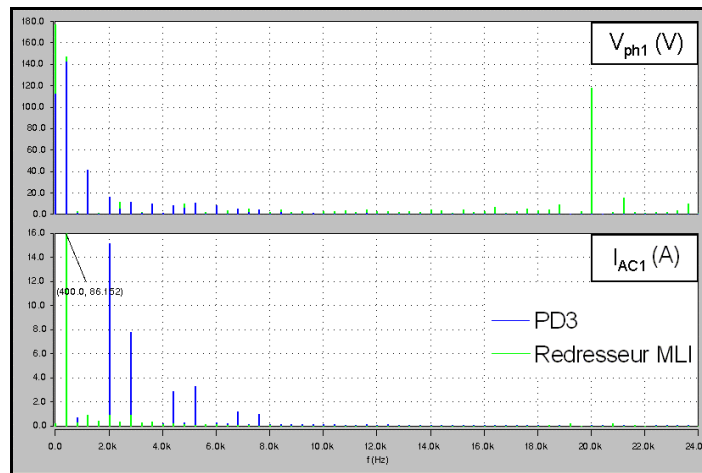


figure IV.8 : analyse spectrale du courant et de la tension côté réseau ($F_d=20\text{kHz}$)

Parmi les bénéfices potentiels procurés par ce convertisseur, il peut également être mentionné que son fonctionnement actif permet d'envisager son utilisation pour des activités annexes. Par exemple, la redondance des actionneurs de commandes de vol offre un degré de liberté qu'il est possible d'exploiter : lorsqu'un EHA est en mode passif, il peut être avantageux que son redresseur remplisse une fonction de conditionneur réseau ou de filtrage actif. Cette redondance semi-active offre de plus un diagnostic instantané de l'état du convertisseur puisque la surveillance est permanente et cela autorise une continuité de fonctionnement immédiate en cas de défaillance de la servocommande active, sans risque de panne cachée. Toutefois, cette utilisation n'est réaliste que si la bande passante de la régulation de courant et donc la fréquence de découpage sont suffisamment élevées.

Ce convertisseur présente aussi certains désavantages par rapport à la solution de référence.

- L'utilisation de 6 interrupteurs actifs et l'accroissement du nombre de composants (commandes rapprochées, capteurs de courant,...) se répercute sur la fiabilité du convertisseur.
- Le convertisseur a des pertes plus importantes.
- Le filtrage passif de mode différentiel et de mode commun peut grever la masse et le volume du convertisseur.

IV.3.3 Applicabilité du module générique de conversion

L'utilisation de modules génériques pour cette application semble réaliste technologiquement. Tout d'abord, le calibre en courant des interrupteurs du redresseur est semblable à celui de l'onduleur. Comme pour ce dernier, les modules peuvent être associés en parallèle pour l'alimentation d'un actionneur de puissance supérieure. Cependant, sur le plan de l'optimisation du dimensionnement thermique, les interrupteurs doivent être adaptés à la fois aux applications à fréquence de découpage élevée, pour lesquelles les pertes par commutation prédominent, et à celles à faible fréquence de découpage, pour lesquelles ce sont les pertes par conduction qui prédominent.

D'autre part, la fonctionnalité des composants annexes est exploitable. En particulier, les capteurs de courant sont nécessaires pour la régulation du courant. Quant aux interrupteurs d'isolement, ils peuvent être utilisés pour conférer au convertisseur une tolérance de panne. Ainsi, en cas de défaillance interne d'une cellule de commutation, celle-ci est déconnectée de la phase du réseau afin de poursuivre le fonctionnement en mode monophasé. La reconfiguration de la commande permet alors de limiter la réduction de puissance à 57% de la valeur nominale, à calibre de courant donné.

$$P_{\max \text{ tri}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \hat{U}_{AC} \hat{I}_{AC} \rightarrow P_{\max \text{ mono}} = \frac{1}{2} \cdot \hat{U}_{AC} \hat{I}_{AC} \quad (\text{IV-11})$$

En l'absence de surdimensionnement électrique et thermique du redresseur, ce mode dégradé se traduit par une réduction des performances dynamiques de l'actionneur mais pas des performances statiques, puisque celui-ci est encore capable de tenir la charge d'arrêt (cf. IV.6.1). D'autre part, la tension continue présente une ondulation basse fréquence dont la pulsation est double de celle du réseau. Si certaines des contraintes mentionnées ne sont pas acceptables, il est envisageable de mettre en œuvre une topologie à 4 cellules de commutation afin d'améliorer le fonctionnement secours, de manière assez semblable à ce qui a été présenté au sous-chapitre II.7. Il faut toutefois pour cela qu'il soit acceptable d'imposer des fronts de commutation élevés au neutre du réseau alternatif.

IV.4 Pont de diodes et système de stockage local

Si la réjection sur le réseau de l'énergie générée en phase de freinage n'est pas autorisée, une alternative à la dissipation réside en un stockage local de cette énergie. De par leurs caractéristiques, les supercondensateurs constituent un moyen de stockage adapté. L'utilisation d'un module générique de conversion est envisageable dans le cadre cette application.

IV.4.1 Stockage par supercondensateurs

Les supercondensateurs sont utilisés pour des applications qui requièrent une puissance instantanée élevée pendant une durée limitée. Avec des densités massiques de puissance jusqu'à 20kW/kg et des densités massiques d'énergie pouvant atteindre 10Wh/kg (figure IV.9), cette technologie est attractive, notamment pour les systèmes embarqués. Les supercondensateurs constituent de plus un moyen de stockage de forte efficacité de charge et décharge [RUF03] ; leur robustesse mécanique permet de supporter un environnement vibratoire ; ils ont une durée de vie importante et ils peuvent subir un nombre de cycles très élevé (>500000 cycles) sans dégradation des performances [ATT04].

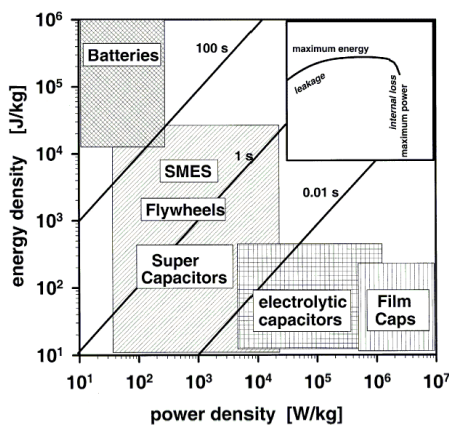


figure IV.9 : plan de Ragone [CHR00]

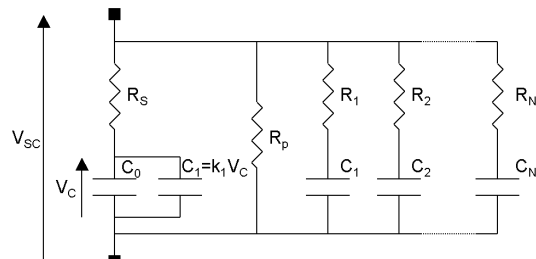


figure IV.10 : modèle équivalent d'un supercondensateur

Le modèle équivalent d'un supercondensateur, représenté à la figure IV.10 [ZUB00], fait apparaître les différents phénomènes qui en régissent le fonctionnement. Cependant, comme cette modélisation est relativement complexe, les paramètres correspondants sont rarement fournis par les constructeurs et leur obtention nécessite une campagne de caractérisation [RIZ06]. Une caractérisation précise de son comportement n'étant pas nécessaire dans le cadre de cette étude, le supercondensateur est simplement modélisé par une capacité et une résistance disposées en série.

IV.4.2 Convertisseur continu-continu

Les tensions nominales des supercondensateurs étant peu élevées (généralement $<3V$), une association en série de supercondensateurs avec un dispositif d'équilibrage¹ permet d'atteindre des niveaux de tension plus importants. Principalement pour des raisons d'encombrement et de coût, le nombre de supercondensateurs en série est limité et la tension de sortie également. D'autre part, les transferts d'énergie occasionnent des variations de tension importantes des supercondensateurs.

Un convertisseur continu-continu est donc nécessaire pour adapter la tension de sortie du "module supercapacitif" constitué au niveau de tension du bus continu. Si le rapport de tension n'est pas trop important, un convertisseur direct convient (cf. I.2.2.4). La topologie utilisée pour cette étude est celle, classique, du hacheur dévolteur bidirectionnel en courant (figure IV.11). Pour respecter le principe d'interconnexion des sources, le système de stockage fonctionne en source de courant.

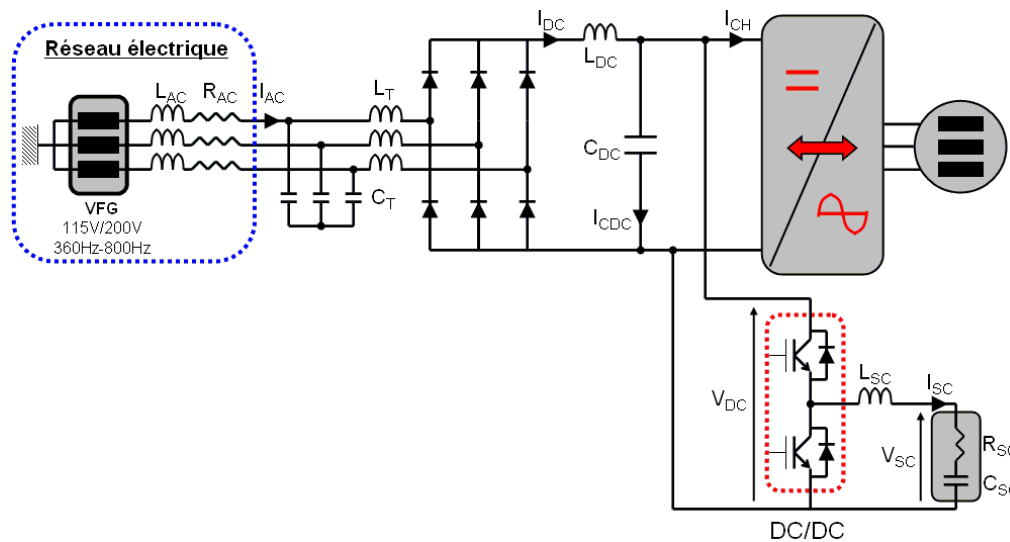


figure IV.11 : pont de diodes et système de stockage local

IV.4.3 Commande du système de stockage

Différentes stratégies de contrôle sont envisageables. Une stratégie "rustique" consiste à laisser les supercondensateurs dans un état de charge minimal afin qu'ils restent en mesure d'absorber l'énergie la plus importante pouvant être produite lors d'une phase de freinage.

Une stratégie plus évoluée consiste, dans les phases de fonctionnement à forte puissance, à garder les supercondensateurs en faible état de charge pour qu'ils soient prêts à absorber

¹ La dispersion des capacités et des résistances séries équivalentes des éléments en série, de l'ordre de 20% de la valeur nominale, entraîne une répartition inégale des tensions à leurs bornes. Or, dans la plupart des applications, la durée de vie d'un supercondensateur est moins limitée par le nombre de cycles de fonctionnement que par sa température et la tension à ses bornes. De plus, des tensions élevées entraînent une dégradation des performances avec le vieillissement [HER01]. Il est donc nécessaire d'équilibrer les tensions entre les supercondensateurs [RIZ04] [LIN03].

l'énergie produite par une phase de décélération. Dans les phases de fonctionnement à faible puissance, les supercondensateurs sont gardés aussi chargés que possible afin de pouvoir fournir un éventuel pic de puissance. Le réseau électrique fournit ainsi la puissance moyenne et le système de stockage produit la puissance fluctuante basse fréquence complémentaire. Cela autorise un sous-dimensionnement du redresseur et du câblage en amont de l'équipement. Ce principe est particulièrement profitable pour des équipements à fonctionnement fortement impulsionnel et distants du cœur électrique primaire, comme c'est le cas de nombreux EHA de commandes de vol.

Comme cette seconde stratégie ne permet pas de minimiser le dimensionnement du système de stockage, elle n'est donc avantageuse que si le gain sur la masse des câbles et du redresseur compense l'augmentation de masse du système de stockage. Dans le cadre de cette étude, seule la masse du convertisseur est prise en compte et l'objectif est alors de maintenir les grandeurs électriques dans les marges spécifiées avec un dimensionnement minimal du système de stockage. C'est donc la première stratégie proposée qui est mise en œuvre par la suite.

Les grandeurs à contrôler sont le courant dans le système de stockage (afin de protéger les composants des surintensités et des dépassements de température), la tension aux bornes des supercondensateurs (pour éviter leur dégradation), et la tension du bus continu. Le schéma bloc de la commande du hacheur implémentée est représenté à la figure IV.12. Une première boucle régule la tension aux bornes du module supercapacitif par hystérésis et la seconde boucle régule le courant en sortie du hacheur avec un correcteur proportionnel-intégral. La tension du bus continu n'est pas régulée car c'est le courant de charge qui détermine l'action du convertisseur. Ainsi, lorsque le courant de charge I_{SC} est négatif, le module supercapacitif absorbe l'énergie générée par la machine tant que $V_{SC} < V_{SCmax}$; ce seuil n'est théoriquement jamais dépassé puisqu'il s'agit du critère de dimensionnement du module supercapacitif. A l'inverse, lorsque le courant de charge est positif, celui-ci est fourni par le système de stockage si $V_{SC} > V_{SCmin}$, afin que les supercondensateurs restent dans un état de charge permettant d'absorber l'énergie générée maximale, conformément à la stratégie définie.

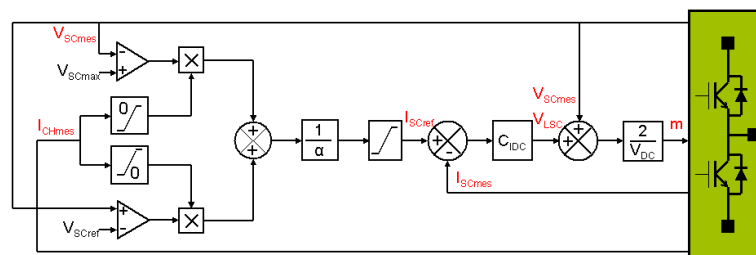


figure IV.12 : commande du système de stockage par seuil de tension

La bande passante de commande du hacheur doit être suffisante pour absorber le courant de la charge car sinon la différence de ces courants charge le condensateur de bus et l'augmentation de la tension continue n'est pas limitée. Cette condition est respectée en assurant une dynamique de commande du hacheur supérieure à celle de l'onduleur, ce qui est rendu possible par la fréquence de découpage élevée du hacheur (cf. IV.4.4.3). Enfin, un inconvénient de ce mode de contrôle est l'ajout d'un capteur de courant continu, qui est coûteux et encombrant.

IV.4.4 Dimensionnement du système de stockage

IV.4.4.1 Plage de tension aux bornes des supercondensateurs

Le premier critère de dimensionnement à définir est la plage de tension aux bornes des supercondensateurs, qui résulte d'un compromis entre plusieurs considérations.

- Une tension élevée permet de minimiser les pertes dans le système de stockage, car la contribution majoritaire provient de la résistance série équivalente des supercondensateurs et la puissance dissipée augmente donc avec le carré du courant.
- Le nombre de supercondensateurs en série est d'autant plus grand que la tension est élevée, ce qui peut se répercuter sur la fiabilité du système de stockage.
- La tension en sortie du hacheur est limitée par les butées de rapport cyclique de commande du hacheur.

Comme la stratégie de contrôle adoptée occasionne de faibles courants dans le système de stockage, il est considéré que ses pertes sont peu importantes. Il a donc été choisi ici de limiter à 24 le nombre d'éléments en série, en particulier afin de réduire l'encombrement du module supercapacitif avec ses éléments d'équilibrage. Alors, pour une tension V_{el} aux bornes d'un supercondensateur limitée à 2,5V, le seuil supérieur de tension V_{SCmax} vaut 60V.

IV.4.4.2 Capacité du système de stockage

La quantité d'énergie maximale ΔE_{max} fournie par le module supercapacitif dépend de la plage de tension à ses bornes.

$$\Delta E_{max} = \frac{1}{2} \cdot C_{SC} \cdot (V_{SCmax}^2 - V_{SCmin}^2) \quad (IV-12)$$

Il est choisi d'utiliser les supercondensateurs de manière à limiter la profondeur de décharge à 50% de la tension nominale, ce qui correspond à une exploitation de 75% de l'énergie stockée maximale. Dans ces conditions, la capacité C_{SC} nécessaire vaut :

$$C_{SC} = \frac{8}{3} \cdot \frac{\Delta E_{max}}{V_{SCmax}^2} \quad (IV-13)$$

Pour la méthode de contrôle adoptée, le dimensionnement est établi par intégration de la puissance générée par l'actionneur pour un profil de mission contraignant avec une consigne de position sinusoïdale (cf. IV.6.1). La capacité correspondante vaut 1,63F. Le modèle de supercondensateur sélectionné est le ESHSR-0050C0-002R7 de Nesscap, qui a une capacité C_{el} de 50F et une résistance série équivalente R_{el} de 25mΩ. Les caractéristiques du module de stockage d'énergie en sont déduites.

$$\begin{cases} C_{SC} = \frac{C_{el}}{n} = 2,08F \\ R_{SC} = n \cdot R_{el} = 0,6\Omega \end{cases} \quad (IV-14)$$

Pour conforter le dimensionnement établi, il est nécessaire de tenir compte des pertes dans les supercondensateurs, car elles sont conséquentes par rapport à la puissance traitée par le système de stockage. La vérification, effectuée dans le plan de Ragone, est présentée dans l'annexe B.

IV.4.4.3 Dimensionnement électrique du système de stockage

Le dimensionnement électrique du système de stockage est résumé dans le Tableau IV-2, en faisant l'approximation d'un rendement unitaire du convertisseur. Le calibre en courant des interrupteurs dépend du critère de dimensionnement lié au mode de contrôle ; dans le cas traité, il est défini par la puissance maximale à absorber lorsque la machine fonctionne en générateur. La valeur obtenue limite donc également la dynamique de décharge des supercondensateurs, ce qui n'est pas pénalisant car elle reste rapide à l'échelle des cycles de fonctionnement de l'EHA.

	Tensions	Courants
Semi-conducteurs	$V_{DC}=270V$	$\langle I_{SC} \rangle_{\max} = \frac{P_{SC\max}}{V_{SC\min}} = 29,7A$
Supercondensateurs	$V_{el}=2,5V$	$I_{SC\max} = \langle I_{SC} \rangle_{\max} + \frac{\Delta I_{SC}}{2} = 34,7A$

Tableau IV-2 : éléments de dimensionnement électrique du système de stockage

A partir des données individuelles des éléments, l'encombrement du module de 24 supercondensateurs avec son système d'équilibrage actif des tensions est estimé sur la base d'un rapport de proportionnalité établi en considérant des dispositifs similaires commercialisés par les fabricants. La masse vaut alors environ 437g et le volume 343mL.

Comme le courant conduit par les interrupteurs est faible, les pertes générées sont peu élevées et une fréquence découpage assez haute est choisie (30kHz) afin de réduire la valeur de l'inductance de lissage (225μH).

$$L_{SC} = \frac{V_{DC} \cdot \alpha \cdot (1-\alpha)}{F_{dec} \cdot \Delta I_{SC}} \leq \frac{V_{DC}}{4 \cdot F_{dec} \cdot \Delta I_{SC}} \quad (IV-15)$$

IV.4.5 Bilan du dimensionnement

Les simulations avec différents profils de mission confirment le comportement de la commande et le respect des limites imposées. L'énergie maximale est stockée sans dépassement des seuils de tension ou de courant (figure IV.14). La tension maximale du bus continu est réduite par rapport au convertisseur de référence (figure IV.13), ce qui atténue les contraintes de dimensionnement des composants qui y sont raccordés. De plus, si les chutes de tension continue liées à la puissance prélevée sur le réseau sont pénalisantes, une stratégie de commande appropriée peut permettre de s'en affranchir. De même, le système de stockage peut compenser d'éventuelles dégradations du réseau.

D'autre part, le système de stockage peut contribuer à une potentielle amélioration de la sûreté de fonctionnement du convertisseur : en cas de défaillance amont (au niveau du réseau ou du redresseur), l'actionneur peut disposer d'une réserve d'énergie suffisante pour terminer la mission dans le mode de dernier secours approprié. Par exemple, une surface de commandes de vol pourrait encore être déplacée dans une position finale pénalisant le moins possible la contrôlabilité de l'avion.

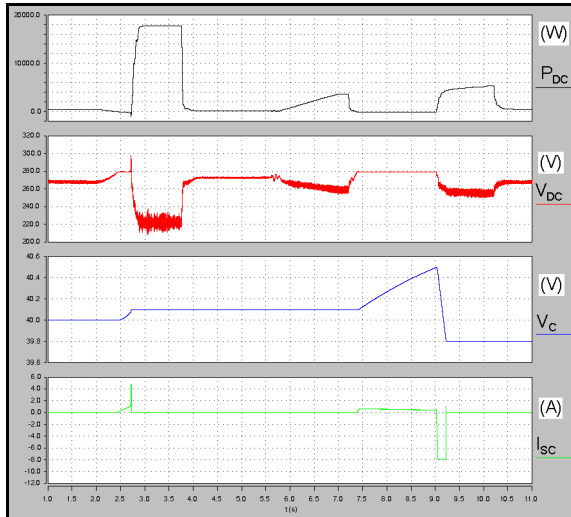


figure IV.13 : fonctionnement du système de stockage (profil de mission A)

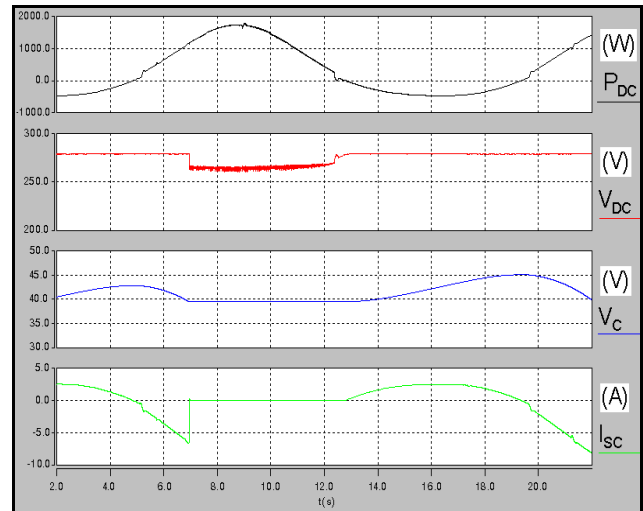


figure IV.14 : fonctionnement du système de stockage (profil de mission B)

Pour l'équipement considéré, le module générique de conversion est nettement surdimensionné en courant pour réaliser la fonction hacheur avec le mode de contrôle envisagé. Par contre, le dimensionnement pourrait être plus adapté pour une stratégie de commande où le système de stockage fournit la puissance fluctuante de l'actionneur (cf. IV.4.3). Plus généralement, l'utilisation du module générique pour cette application de stockage d'énergie est envisageable pour d'autres applications dont la gamme de puissance convient, avec en outre la possibilité d'une mise en parallèle pour augmenter le calibre en courant, ou d'une association différentielle pour s'affranchir de la limite inférieure de tension, liée aux butées du rapport cyclique de commande des interrupteurs (cf. I.2.2.4).

Quant à la présence de l'interrupteur d'isolement dans le module de conversion, elle contribue également à la maîtrise de la sûreté de fonctionnement du convertisseur : elle permet ainsi d'isoler l'étage de stockage, par exemple en cas de défaillance d'un transistor de type basse impédance. De plus, cet interrupteur n'impacte que peu le dimensionnement thermique du convertisseur puisque les pertes qu'il introduit sont faibles devant la puissance dissipée par les supercondensateurs.

IV.5 Pont de diodes auto-commuté

Ce convertisseur ne constitue pas une application potentielle supplémentaire pour les modules de conversion génériques. Il est décrit succinctement au titre d'élément de comparaison car il permet d'optimiser la compacité de l'étage d'entrée par rapport aux autres topologies.

IV.5.1 Principe de fonctionnement – commutation automatique

A l'inverse de la démarche qui consiste à adjoindre aux cellules de commutation des éléments auxiliaires de protection, le concept de commutation automatique place les éléments de protection en amont de la conception du convertisseur puisque c'est la protection elle-même qui réalise le mécanisme de commutation. Les principes en ont été développés au LEEI [RIC04] ; ils mettent en œuvre des interrupteurs dont au moins une commutation est auto-protégée en courant ou en tension.

Parmi les applications de cellules à commutation automatique, un redresseur triphasé réversible à thyristor-dual disjoncteur (figure IV.15) a été breveté et développé conjointement par le LEEI et la société CIRTEM [ROU03] [RIC03]. L'ouverture par disjonction se produit par dépassement du seuil de courant et la fermeture par annulation de la tension aux bornes de l'interrupteur. Un driver adéquat autorise la mise en conduction lorsque la mesure de tension aux bornes devient inférieure au seuil déterminé et le bloque quand la mesure de courant intégrée détecte le dépassement du seuil correspondant. Les commandes rapprochées sont auto-alimentées directement par le réseau. D'autre part, une version de ce convertisseur avec un seuil de disjonction adaptatif est en cours de développement.

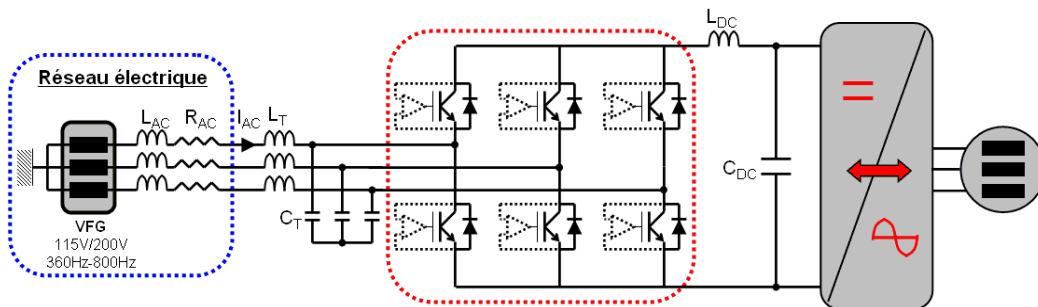


figure IV.15 : schéma fonctionnel du redresseur passif réversible auto-commuté

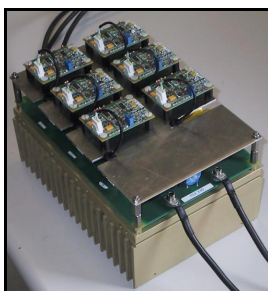


figure IV.16 : prototype
400V – 50Hz – 25kW

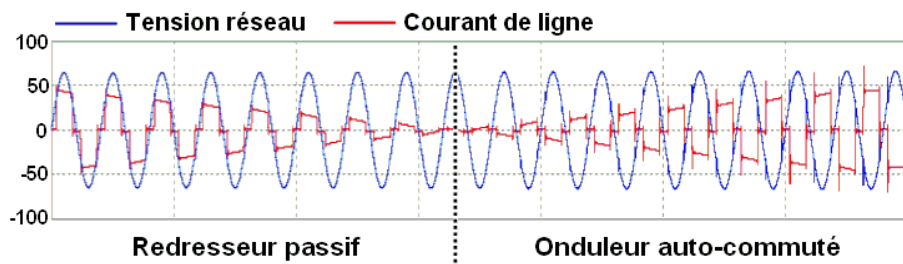


figure IV.17 : formes d'ondes en entrée du redresseur passif réversible

Ce convertisseur est donc l'équivalent d'un pont de diodes réversible à fonctionnement auto-commuté. Il ne consomme pas de puissance réactive et la tension continue est déterminée par la tension du réseau. Les disjonctions ont lieu aux changements de signe des tensions composées d'entrée, c'est à dire lors de l'amorçage naturel des diodes, soit 6 fois par période (figure IV.7). Les courants d'entrée sont déphasés de 120° .

IV.5.2 Dimensionnement électrique et thermique

L'étude a été menée avec un seuil de disjonction adaptative fixé à $I_{ph}+5A$ et une fenêtre d'inhibition de $650\mu s$. Le filtre en T est constitué d'inductances de $20\mu H$ qui s'ajoutent aux caractéristiques inductives du réseau, de condensateurs de $3,3\mu F$ avec des résistances de $3,3\Omega$ en série pour abaisser le facteur de qualité.

Les éléments de filtrage au niveau du bus continu ne nécessitent pas un dimensionnement supérieur à celui du pont de diodes classique ; les mêmes valeurs sont donc conservées. La tension continue ne subit pas d'élévations importantes comme celles occasionnées par le hacheur rhéostatique puisque la réversibilité en courant de ce convertisseur est instantanée. Les contraintes de dimensionnement en tension sur les semi-conducteurs et les composants passifs sont donc réduites par rapport au convertisseur de référence.

D'autre part, le dimensionnement en courant des transistors est réduit à 40% du calibre du redresseur MLI. En effet, les transistors du pont de diodes auto-commuté ne sont actifs qu'en mode onduleur ; ils voient donc un courant plus faible puisque la puissance maximale générée par la machine est bien inférieure à la puissance maximale prélevée.

En ce qui concerne le dimensionnement thermique, le redresseur passif réversible permet également d'optimiser la compacité du convertisseur. En mode redresseur, le fonctionnement est celui d'un pont de diodes, donc les pertes restent faibles. En mode onduleur, les transistors fonctionnent à basse fréquence et ils sont optimisés pour les régimes de conduction.

IV.6 Synthèse comparative des topologies

Le dimensionnement électrique et thermique des convertisseurs est effectué à partir des résultats de simulation. La masse des convertisseurs est estimée en prenant en compte les composants passifs et le système de refroidissement. Dans cet objectif, des profils de mission de l'actionneur ont été établis pour représenter les pires contraintes sur les semi-conducteurs et les composants passifs au regard des critères électriques et thermiques. Comme l'onduleur est semblable pour les différentes topologies, il n'est pas intégré dans la comparaison.

IV.6.1 Profils de mission

D'après un dossier de spécification d'EHA, l'actionneur est dimensionné en particulier pour couvrir deux points de puissance (P1,P2) contraignants (figure IV.18). Le point P1 représente la charge d'arrêt de l'actionneur : il définit le moment de charnière maximal appliqué à la gouverne qui doit être tenu à basse vitesse. Ce point de fonctionnement requiert donc une faible puissance, mais il est dimensionnant thermiquement car la production du couple nécessaire impose la circulation de forts courants dans l'onduleur. Le point de fonctionnement P2 représente la puissance maximale prélevée sur le réseau électrique. Il correspond à la vitesse de débattement maximale de la gouverne, car différents phénomènes prennent une ampleur croissante avec celle-ci : frottements dans la pompe et la machine, pertes bloc du circuit hydraulique et amortissement de la servocommande en parallèle sur la gouverne.

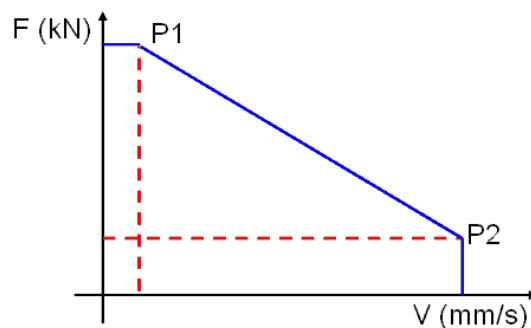


figure IV.18 : points de fonctionnement au niveau du vérin issus des spécifications

Pour établir le pré-dimensionnement des convertisseurs, deux profils de mission sont définis (Tableau IV-3). Basé sur un profil normalisé existant, le profil de mission A a été modifié pour mettre en jeu la puissance crête (P2) et la puissance moyenne maximale du redresseur, avec des temps de cycle représentatifs. Ce profil permet principalement d'estimer les courants crêtes, de dimensionner les semi-conducteurs et les composants passifs de filtrage côté réseau et côté bus continu, et de déterminer les régimes thermiques transitoires et permanents en fonctionnement moteur de l'actionneur.

Le profil de mission B impose l'énergie maximale à dissiper, stocker ou renvoyer sur le réseau en fonctionnement générateur de l'actionneur. Il comporte une consigne sinusoïdale de position pour une force aérodynamique constante appliquée au vérin. Ce profil impose notamment le dimensionnement du hacheur rhéostatique, du système de stockage local et des transistors du redresseur passif réversible.

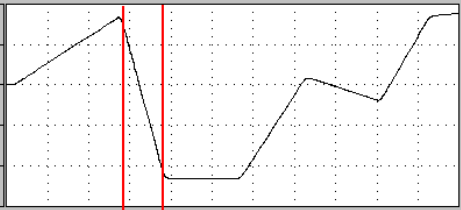
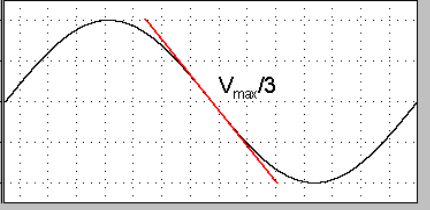
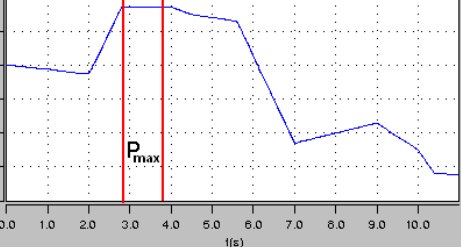
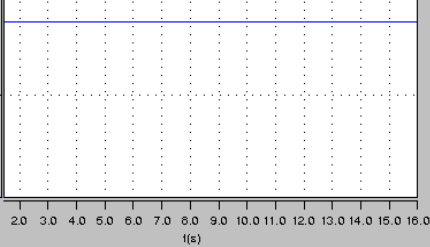
	Profil de mission A	Profil de mission B
Consigne de position (°)		
Moment de charnière (N.m)		
Dimensionnement électrique	Semi-conducteurs du redresseur, composants passifs de filtrage côté réseau, inductance du bus continu.	Hacheur rhéostatique (résistance et transistor), système de stockage d'énergie (supercondensateurs, inductance de lissage et convertisseur), condensateur du bus continu.
Dimensionnement thermique	Régimes thermiques transitoires et permanents redresseur.	Régimes thermiques transitoires et permanents hacheur rhéostatique et hacheur de stockage.

Tableau IV-3 : profils de mission pour les études de simulation

Enfin, le profil de mission C correspond à la charge d'arrêt de l'actionneur (P1). Pour l'actionneur considéré, les spécifications imposent que l'intégralité de la charge d'arrêt puisse être maintenue en permanence. Cette phase de fonctionnement détermine le dimensionnement thermique de l'onduleur, qui peut conditionner celui de l'étage d'entrée du convertisseur.

IV.6.2 Dimensionnement thermique

Les considérations thermiques sont fondamentales, car elles sont directement liées aux objectifs de fiabilité et de durée de vie des convertisseurs et leur influence sur la masse et le volume de l'équipement est majeure. Les paramètres pris en compte pour l'estimation des pertes durant la conversion d'énergie ont été présentés précédemment (cf. I.3.2.1). Le comportement thermique de l'assemblage des modules et du dissipateur étant modélisé par un réseau d'impédance équivalent, le dimensionnement consiste à établir l'impédance thermique du dissipateur en fonction de l'augmentation de température maximale autorisée entre le milieu ambiant ($T_a=70^\circ\text{C}$ dans le pire cas) et la jonction du semi-conducteur ($T_j=125^\circ\text{C}$). La technique de dissipation de la chaleur considérée est la convection naturelle car c'est le mode de refroidissement utilisé pour l'équipement, qui est situé en environnement non pressurisé.

Un découplage dynamique apparaît de par les disparités entre le temps de réponse d'un module (quelques centaines de ms) et celui d'un radiateur, qui lui est supérieur d'au moins 2 à 3 ordres de grandeur. Ainsi, les constantes de temps des phénomènes mis en jeu conditionnent

la diffusion des flux de chaleur. Aux fréquences de découpage (de l'ordre de la dizaine de kHz), la puce est en régime adiabatique (accumulation de chaleur). Aux fréquences de modulation (de l'ordre de la centaine de Hz), les flux de chaleur diffusent à travers l'assemblage des modules. Pour des fréquences plus faibles, correspondant au facteur de marche de l'actionneur, l'inertie thermique du radiateur n'est alors plus toujours suffisante pour considérer la température de boîtier invariante. Ainsi, suivant le cycle de fonctionnement considéré, le dimensionnement est lié soit au régime thermique permanent, soit au régime thermique transitoire ; il faut donc identifier la contrainte dimensionnante pour chaque élément dissipateur de puissance.

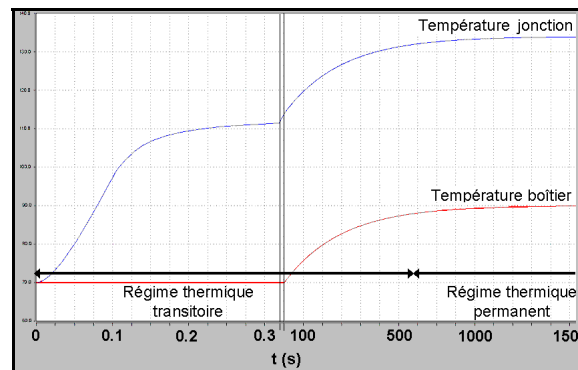


figure IV.19 : évolution des températures de jonction et de boîtier pour un créneau de puissance dissipée

IV.6.2.1 Régime thermique permanent

Un régime thermique permanent est défini par un horizon de temps suffisamment long pour que le flux de chaleur ait eu le temps de traverser l'assemblage du composant et de se diffuser dans le dissipateur. Dans les cas considérés, le temps de réponse du dissipateur est au moins de l'ordre de quelques dizaines de secondes. Une fois le régime établi, les capacités thermiques sont chargées et la température de jonction dépend alors uniquement des résistances thermiques des éléments. Seule la valeur moyenne de la puissance dissipée intervient car les constantes de temps électriques liées à la commutation et à la modulation sont rapides devant la constante de temps thermique du système de refroidissement. Ainsi, la température de jonction varie peu autour de sa valeur moyenne. Le critère de dimensionnement est la surface d'échange S_d du radiateur nécessaire à l'évacuation des calories, qui est une image du flux de chaleur moyen $\langle \Phi_d \rangle$ et donc de la puissance dissipée moyenne (figure IV.20).

$$\langle \Phi_d \rangle = h \cdot S_d \cdot \langle \Delta T_{sa} \rangle \quad (\text{IV-16})$$

Le coefficient de convection thermique h dépend en particulier des caractéristiques du fluide, de la nature de son écoulement, de la forme des ailettes et de la conductivité du matériau. Pour un fonctionnement au sol avec convection naturelle, une valeur typique de $5 \text{ W.K}^{-1}.\text{m}^{-2}$ est utilisée pour les applications numériques.

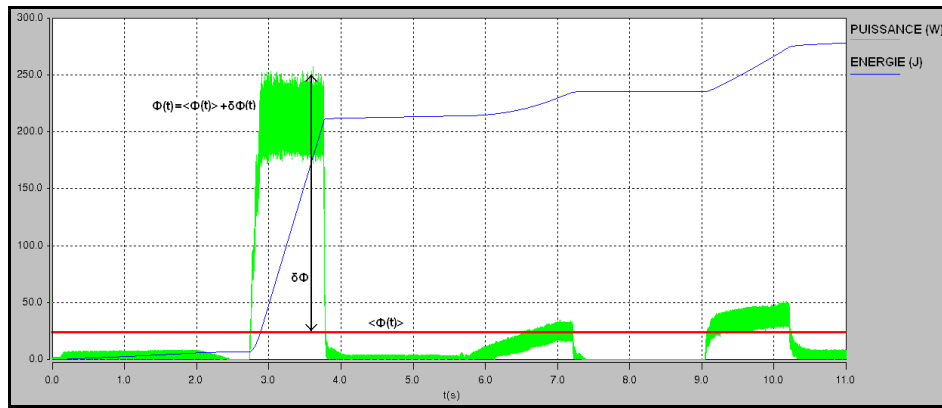


figure IV.20 : flux de chaleur moyen et instantané générés par le pont de diodes (profil de mission A)

Pour une comparaison quantitative des topologies, il est intéressant d'estimer la masse des dissipateurs, même si cela ne correspond pas précisément aux équipements, pour lesquels les boîtiers font office de radiateurs. La masse est établie à partir du catalogue Arcel [ARC], dont les produits couvrent la gamme d'application (figure IV.21). Les calculs sont effectués sans optimisation de la géométrie des radiateurs : seules deux dimensions du dissipateur sont prises en compte, la troisième (épaisseur) est considérée figée.

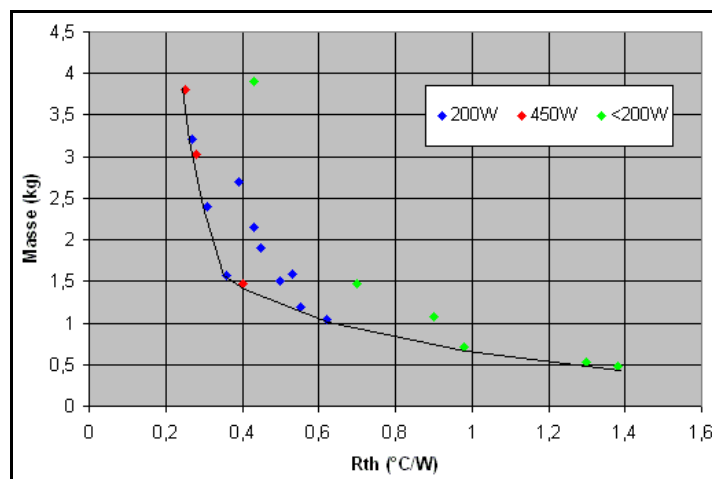


figure IV.21 : masse des dissipateurs ARCEL en fonction de la résistance thermique (convection naturelle)

IV.6.2.2 Régime thermique transitoire

Les régimes thermiques transitoires correspondent à des temps de cycle courts par rapport à la constante de temps thermique du dissipateur. Ainsi, l'augmentation de température du dissipateur pour un échelon de puissance dissipée peut être considérée linéaire (figure IV.22). Alors, en faisant l'hypothèse que toute la chaleur est évacuée entre deux cycles, la masse métallique m_d du dissipateur nécessaire au stockage de chaleur est l'image de l'énergie maximale ΔE_{\max} dissipée par le convertisseur. Dans l'équation suivante, les puissances dissipées au niveau des interfaces jonction-boîtier et boîtier-radiateur sont négligées.

$$\Delta T_{sa} = \Delta \Phi_d \cdot R_{sa} \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{sa} C_{sa}}} \right) \approx \frac{\Delta \Phi_d \cdot t}{C_{sa}} = \frac{\Delta E_{max}}{m_d \cdot c} \quad (IV-17)$$

c est la chaleur massique du dissipateur. En l'absence de données concernant les impédances thermiques des capots des EHA, l'estimation de masse est réalisée en considérant des dissipateurs homogènes en aluminium ($c_{Al}=897 \text{ J} \cdot \text{°C}^{-1} \cdot \text{kg}^{-1}$).

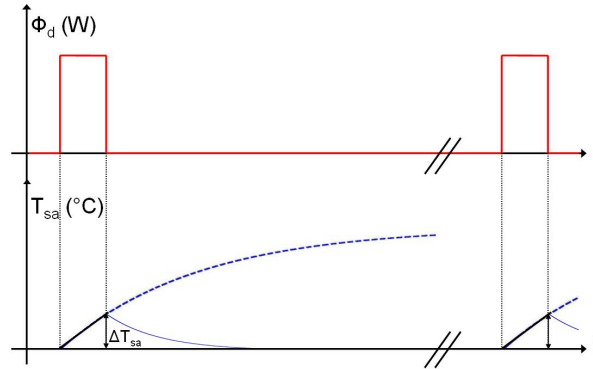


figure IV.22 : réponse de la température du dissipateur à un échelon de flux de chaleur

IV.6.2.3 Application au profil de mission A

Le profil A est représentatif du régime thermique permanent en fonctionnement moteur. Le flux de chaleur moyen P_d , correspondant aux pertes dans les convertisseurs pendant la durée T_{pr} du profil, doit pouvoir être dissipé avec une augmentation de la température de radiateur ΔT_{sa} n'excédant pas la plage autorisée.

$$\Delta T_{sa} = T_{c \min} - P_d \cdot R_{cs} - T_a \quad (IV-18)$$

La température de boîtier minimale $T_{c \min}$ dépend des caractéristiques des semi-conducteurs.

$$T_{c \min} = T_j - \max \left\{ (P_{m_IGBT} \cdot R_{jc_IGBT}), (P_{m_diode} \cdot R_{jc_diode}) \right\} \quad (IV-19)$$

Cela détermine la surface d'échange S_d du dissipateur.

$$S_d = \frac{\langle P_d \rangle}{h \cdot \Delta T_{sa}} = \frac{\int \Phi(t) \cdot dt}{T_{pr} \cdot h \cdot \Delta T_{sa}} \quad (IV-20)$$

Ce profil intègre également le point de fonctionnement imposant la puissance instantanée maximale prélevée par l'actionneur (figure IV.23). Il en est déduit l'énergie thermique maximale à stocker par le dissipateur, ce qui détermine une première limitation pour la température de radiateur. Cependant, comme le profil A représente également le régime thermique permanent, l'augmentation de température du radiateur lors du pic de puissance doit être assez limitée pour que l'augmentation de la température de jonction qui en résulte reste minime. Pour les applications numériques, une valeur ΔT_{sa} arbitraire est fixée, l'objectif étant de disposer d'ordres de grandeur réalistes entre les différentes composantes du bilan de masse.

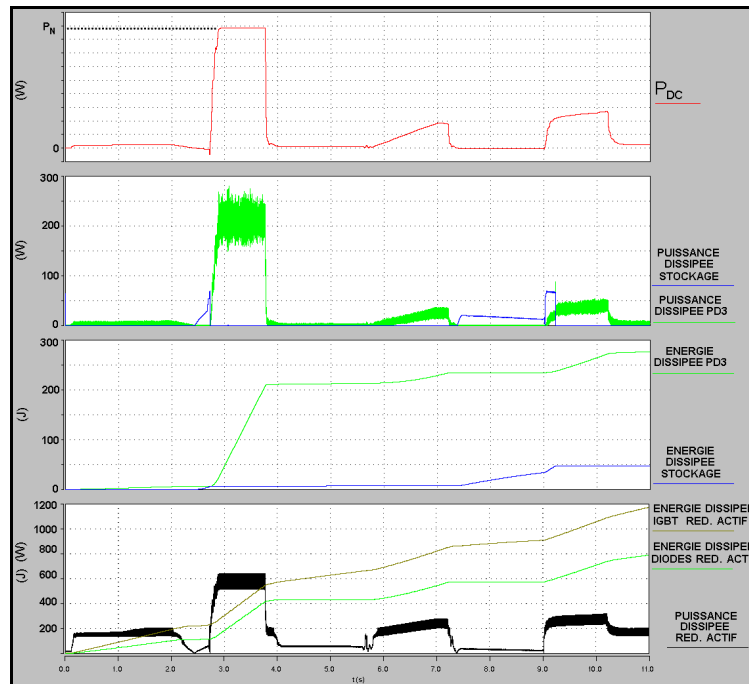


figure IV.23 : pertes dans le pont de diodes avec système de stockage et dans le redresseur actif (profil A)

Le cas du pont de diodes associé à un système de stockage par supercondensateurs est illustré par la figure IV.23. Sur ce profil la réversibilité intervient peu et l'essentiel des pertes provient du pont de diodes. En comparaison, la puissance dissipée par le redresseur actif ($F_d=30\text{kHz}$) est beaucoup plus élevée.

IV.6.2.4 Application au profil de mission B

Le profil B détermine l'énergie maximale générée par l'actionneur en phase de freinage ; cela représente le régime thermique transitoire dimensionnant pour le système de dissipation ou de stockage. Comme il est considéré que ce profil ne dure pas plus d'une période de la consigne de position sinusoïdale, le flux de chaleur produit durant ce temps doit être stocké par le dissipateur. Quant au régime thermique permanent, il est défini par un profil de mission dérivé du profil B mais moins contraignant ; le flux de chaleur moyen produit pendant la période du débattement doit pouvoir être dissipé.

L'inconvénient majeur de la dissipation de puissance par un hacheur rhéostatique est de générer une importante quantité de chaleur. La simulation des pertes dans le convertisseur montre que l'énergie dissipée dans la résistance de freinage peut atteindre de fortes valeurs (plus de 2000J) et elle prévaut nettement devant l'énergie dissipée par le pont de diodes pendant l'intégralité du profil de mission (figure IV.24). Par conséquent, ce mode de fonctionnement peut avoir un impact déterminant sur le dimensionnement du système de refroidissement.

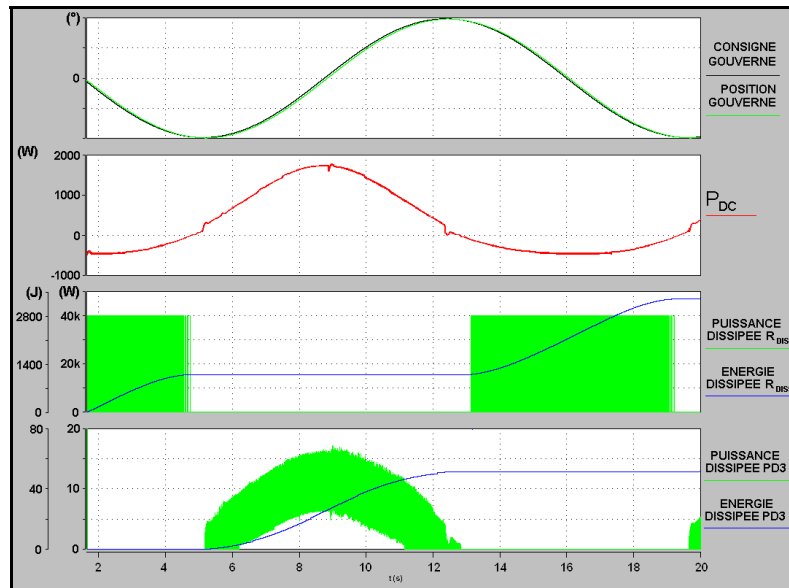


figure IV.24 : puissance dissipée dans le convertisseur de référence (profil de mission B)

Dans le cas du pont de diodes associé à un module supercapacitif (figure IV.25), les pertes dans le système de stockage sont largement supérieures à celles du pont de diodes, bien que la puissance absorbée par l'onduleur soit supérieure à la puissance générée. Cela montre l'importance d'une mise en œuvre adéquate du système de stockage pour en minimiser les pertes.

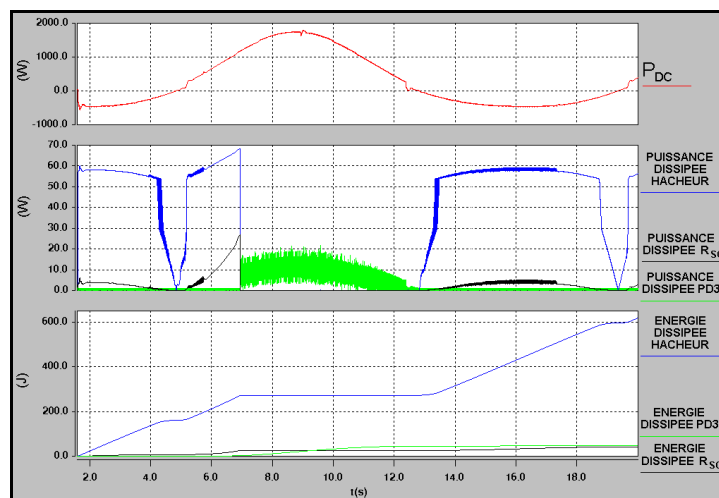


figure IV.25 : pertes dans le pont de diodes et le système de stockage (profil de mission B)

IV.6.2.5 Application au profil de mission C

Pour l'onduleur de l'EHA, le dimensionnement du dissipateur est lié à la charge d'arrêt de l'actionneur, qui doit pouvoir être maintenue en permanence. Bien que la tension du bus continu puisse être différente en fonction de l'étage d'entrée du convertisseur, les pertes dans l'onduleur sont considérées identiques pour toutes les topologies. La puissance moyenne dissipée dans les diodes et les IGBT détermine la température de boîtier minimale (cf. IV.6.2.3) et donc la résistance thermique du radiateur.

$$R_{sa} = \frac{T_{c \min} - T_a}{\sum_1^6 P_{m_IGBT} + \sum_1^6 P_{m_diode}} - R_{cs} \quad (IV-21)$$

La faible valeur de résistance thermique obtenue ($R_{sa}=0,076^\circ\text{C/W}$) impose un dissipateur de masse très importante ($>5\text{kg}$). De même, l'estimation de la puissance moyenne dissipée par l'onduleur (437W) se traduit par une grande surface d'échange. Par conséquent, ce profil de mission est dimensionnant pour le régime thermique permanent de l'ensemble du convertisseur.

IV.6.3 Dimensionnement des composants passifs

Le dimensionnement d'une inductance L fait appel, en particulier, à la section du circuit magnétique A_e et à la surface de bobinage effectivement disponible S_b .

$$\begin{cases} A_e = \frac{L \cdot I_{\max}}{n \cdot B_{\max}} \\ S_b = \frac{\alpha \cdot n \cdot I_{\text{eff}}}{J} \end{cases} \quad (IV-22)$$

n est le nombre de spires, B_{\max} l'induction maximale ($<B_{\text{sat}}$), I_{eff} et I_{\max} les valeurs efficace et crête du courant, α le coefficient de foisonnement et J la densité de courant. Le produit des paramètres A_e et S_b est une image de l'énergie stockée.

$$A_e S_b = \frac{\alpha \cdot L \cdot I_{\max} \cdot I_{\text{eff}}}{J \cdot B_{\max}} \quad (IV-23)$$

Le produit $A_e S_b$ est utilisé comme critère de comparaison des inductances, avec les paramètres de calcul répertoriés ci-dessous (Tableau IV-4) [RAL05]. L'hypothèse est faite que les inductances des différentes topologies ont des caractéristiques similaires et que le matériau magnétique est le même. Ainsi, à partir d'un dimensionnement réalisé avec des données de fabricant, il est établi un coefficient de proportionnalité k_1 entre le produit $A_e S_b$ et la masse de l'inductance. Aucun facteur d'échelle n'est introduit pour les inductances triphasées ; on se place donc dans le pire cas (3 inductances monophasées).

α	J	B_{\max}	k_1	k_2	k_3
2,5	5A/mm ²	0,8T	6,54.10 ⁶	1,85.10 ⁻³ kg/J	1,67.10 ⁻³ l/J

Tableau IV-4 : paramètres de calcul pour le dimensionnement des inductances et des condensateurs

Le dimensionnement du condensateur du bus continu dépend de la capacité, de la tenue en tension, de l'énergie maximale à stocker pendant les régimes transitoires et du courant efficace en régime statique (thermique). Sa technologie conditionne ses caractéristiques et en particulier la compacité. Comme les condensateurs à film ont une énergie massique moins élevée, les condensateurs électrolytiques leur sont préférés dans les cas considérés (plusieurs centaines de μF / 270V-450V). Leurs inconvénients majeurs sont de faibles durées de vie, une fiabilité réduite et une forte sensibilité à la tension et la température. L'énergie étant une image de la masse m et du volume v , elle est utilisée comme critère de comparaison et les applications numériques sont effectuées avec les coefficients de

proportionnalité k_2 et k_3 (Tableau IV-4), qui sont déduits de valeurs d'énergies massiques et volumiques issues de la littérature (540J/kg, 600J/l).

$$\begin{cases} m = \frac{1}{2} \cdot k_2 \cdot C \cdot V^2 \\ v = \frac{1}{2} \cdot k_3 \cdot C \cdot V^2 \end{cases} \quad (IV-24)$$

IV.6.4 Comparaison des topologies

IV.6.4.1 Dimensionnement électrique

Les résultats des différentes topologies sont représentés à la figure IV.26. Le facteur de dimensionnement silicium F_{dimSi} représente le rapport entre la puissance de dimensionnement des interrupteurs et la puissance du convertisseur. Il constitue un indicateur du coût en silicium du convertisseur.

$$F_{dimSi} = \frac{\sum_{i=1}^p I_{i,max} \cdot V_{i,max}}{P_{DCmax}} \quad (IV-25)$$

Ce facteur est peu intéressant pour le convertisseur de référence, à cause notamment de la valeur élevée de la tension continue à partir de laquelle le hacheur résistif est enclenché. Il est encore supérieur pour le redresseur actif, dont les calibres en courant et tension de chacun des 12 interrupteurs sont dimensionnés pour la puissance maximale.

L'indice d'intégration est défini par le rapport du nombre de puces sur le nombre de boîtiers. Il témoigne de la réduction du nombre de boîtiers et de la densité de puces qu'ils contiennent. Ce critère est favorable au redresseur MLI et au pont de diodes auto-commuté. Toutefois cet indice peut être encore plus élevé pour la solution de référence, s'il y a un composant sur étagère répondant aux spécifications, puisqu'il existe des modules qui intègrent un pont de diodes triphasé et un hacheur rhéostatique.

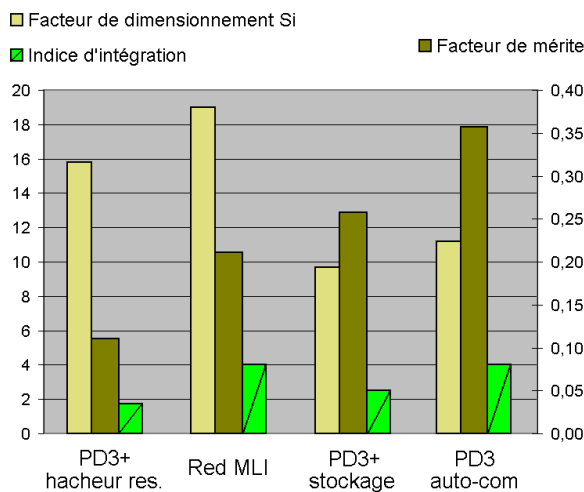


figure IV.26 : dimensionnement électronique

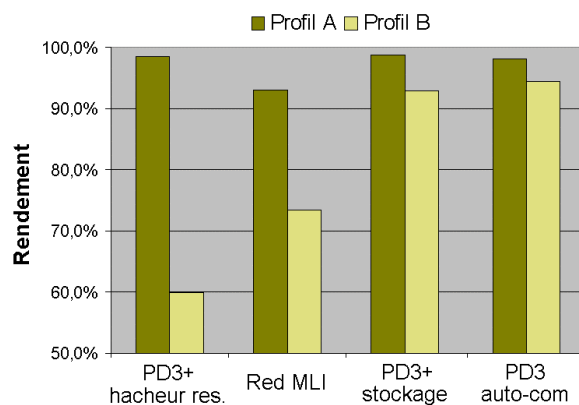


figure IV.27 : rendement énergétique

Enfin, le facteur de mérite est le rapport de l'indice d'intégration par le facteur de dimensionnement silicium, il synthétise donc le potentiel d'intégration de la topologie. Il est nettement à l'avantage du pont de diodes auto-commuté, puisque cette topologie compte à la fois un nombre de puces réduit et une puissance silicium installée restreinte. Ensuite, le pont de diodes avec stockage puis le redresseur actif restent préférables sur ce critère à la topologie de référence.

IV.6.4.2 Rendement énergétique

Le rendement énergétique de l'étage d'entrée du convertisseur est défini par le rapport de l'énergie électrique absorbée par l'onduleur sur l'énergie fournie par le réseau. Il est calculé à partir des pertes dans les semi-conducteurs et les composants résistifs pour les deux profils de mission représentatifs du fonctionnement thermique des différents éléments des convertisseurs (figure IV.27).

Les résultats font apparaître l'avantage du pont de diodes sur le redresseur actif en cas de faible réversibilité en puissance de l'actionneur (profil A). Par contre si une puissance conséquente est générée par la machine synchrone, sa dissipation dégrade considérablement l'efficacité de l'étage d'entrée du convertisseur de référence (réduction de 39% pour le profil B). Les redresseurs réversibles permettent de limiter aux seules pertes des composants la puissance dissipée en phase de freinage et ainsi d'améliorer substantiellement le rendement. Le pont de diodes auto-commuté est beaucoup plus efficace, puisque les phases de fonctionnement moteur, pour lesquelles son rendement est celui d'un pont de diodes classique, requièrent une puissance bien supérieure aux phases de fonctionnement générateur. Enfin, la topologie avec le système de stockage permet également de bénéficier d'un rendement élevé.

IV.6.4.3 Bilan de masse

Le bilan de masse global comprend la contribution des composants passifs (hormis les filtres de mode commun) et celle des dissipateurs. Pour cette dernière, deux estimations sont établies selon le critère de dimensionnement thermique.

Dans le cas de l'équipement considéré, le flux de chaleur moyen à dissiper est avant tout déterminé par la charge d'arrêt de l'actionneur, pour laquelle l'onduleur voit des courants élevés (cf. IV.6.1). Ce point de fonctionnement ne requiert qu'une faible puissance d'entrée et donc de faibles intensités dans le redresseur. A l'inverse, pour le régime thermique permanent dimensionnant le redresseur, les pertes de l'onduleur sont nettement réduites. Ainsi, la surface d'échange du dissipateur imposée par la charge d'arrêt couvre les besoins de refroidissement du redresseur en régime thermique permanent. Par conséquent, l'influence de la topologie de l'étage d'entrée sur le dimensionnement thermique du convertisseur est établie à partir du régime thermique transitoire. L'estimation de la masse correspondante du radiateur est déterminée par la quantité de chaleur qu'il doit pouvoir stocker (cf. IV.6.2.2).

Ce bilan de masse est favorable aux topologies proposées par rapport au pont de diodes avec hacheur rhéostatique (figure IV.28). En particulier, les étages d'entrée les plus avantageux sont le pont de diodes auto-commuté et le pont de diodes associé à un système de stockage d'énergie, qui permettent respectivement des gains de masse de 54% et 44% par rapport au convertisseur de référence.

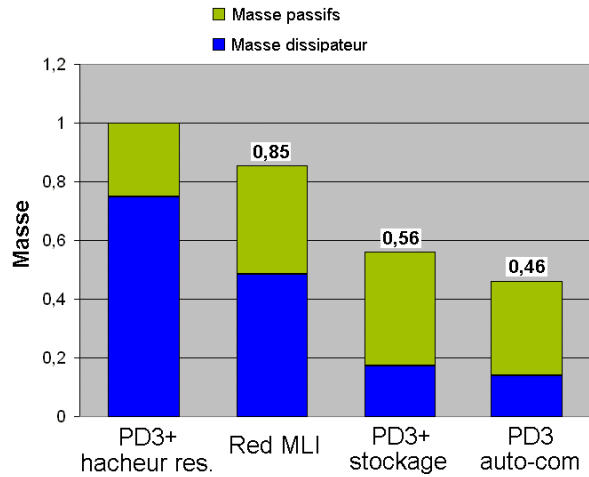


figure IV.28 : bilan de masse avec le critère de régime thermique transitoire

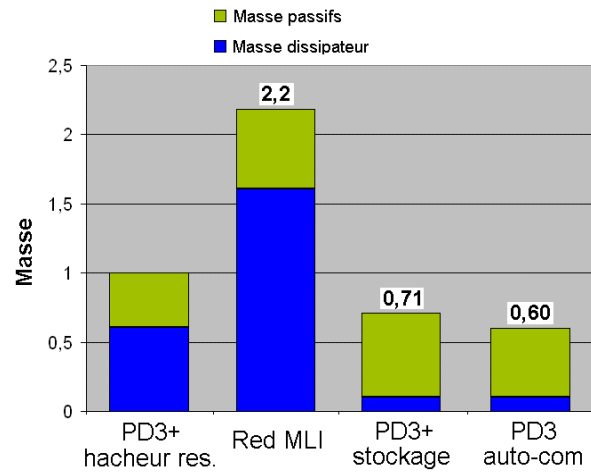


figure IV.29 : bilan de masse avec le critère de régime thermique permanent

Les évolutions plausibles des réseaux de bord peuvent amener à envisager le cas d'un onduleur distant de l'étage d'entrée du convertisseur, comme cela pourrait se produire avec une distribution continue haute tension (cf. I.1.2.8). Un second bilan de masse est alors établi en dimensionnant le dissipateur sur le critère du régime thermique permanent (cf. IV.6.2.1). Il apparaît que les pertes conséquentes du redresseur MLI imposent une surface d'échange importante, qui se répercute sur la masse du dissipateur (figure IV.29). Par contre, les deux autres topologies entraînent une réduction de masse de 29% (système de stockage) et de 40% (pont de diodes auto-commuté) par rapport au convertisseur de référence.

Bien sûr, ces estimations de masse sont approximatives et elles ne prennent pas en compte les diverses optimisations pouvant être attendues dans le cadre d'un développement industriel. L'objectif est simplement de proposer un ordre de grandeur des bénéfices potentiels des topologies. En conclusion, les avantages et inconvénients des différentes chaînes de conversion sont récapitulés dans le tableau suivant.

	Avantages	Inconvénients
Pont de diodes et hacheur résistif	<ul style="list-style-type: none"> • Simplicité, fiabilité • Pas d'alimentation extérieure ni de commande (sauf hacheur rhéostatique avec capteur V_{DC}) 	<ul style="list-style-type: none"> • Pollution harmonique du réseau • Variations importantes de la tension continue • Rendement énergétique • Masse du dissipateur
Redresseur actif	<ul style="list-style-type: none"> • Absorption sinusoïdale de courant • Réversibilité intrinsèque • Réglage de la tension continue • Contrôle du facteur de puissance • Robustesse aux perturbations réseau • Potentielle amélioration de la disponibilité fonctionnelle (tolérance de panne, filtrage réseau en cas d'actionneurs en redondance semi-active) 	<ul style="list-style-type: none"> • Renvoi d'énergie sur le réseau pas encore autorisé • Complexité, fiabilité, coût • Au moins 2 capteurs de courant et 1 de tension + synchronisation avec la tension réseau • Dimensionnement C_{DC} • Masse des inductances (MD et MC) • Pertes et masse du dissipateur
Pont de diodes et système de stockage	<ul style="list-style-type: none"> • Faible masse • Potentiel sous dimensionnement du redresseur et du câblage • Pas d'élévation de tension continue 	<ul style="list-style-type: none"> • Complexité, fiabilité, coût • 2 à 4 capteurs • Volume du système de stockage • Pollution harmonique du réseau (identique au convertisseur de référence)
Pont de diodes auto-commuté	<ul style="list-style-type: none"> • Forte compacité • Ni capteur ni alimentation externes • Réversibilité intrinsèque • Pas d'élévation de tension continue • Dimensionnement réduit des transistors 	<ul style="list-style-type: none"> • Renvoi d'énergie sur le réseau pas encore autorisé • Maturité industrielle • Pas de contrôle de la tension continue, sensibilité aux transitoires de charge • Pollution harmonique du réseau (identique au convertisseur de référence)

Tableau IV-5 : synthèse comparative des topologies

IV.7 Conclusion

L'étude menée dans ce chapitre met en évidence l'intérêt des topologies de redresseurs réversibles et du redresseur passif associé à un système de stockage. Par rapport au pont de diodes avec hacheur rhéostatique, elles laissent présager une optimisation du dimensionnement électrique et thermique pouvant résulter en une réduction de la masse et du volume de l'équipement.

Les caractéristiques de ces chaînes de conversion sont extrapolables à d'autres EHA de commandes de vol. De plus, d'autres charges à fonctionnement réversible peuvent être concernées parmi les applications envisagées (cf. I.1.2) : actionneurs des trains d'atterrissage, direction de la roue avant, inverseurs de poussée et freinage éventuellement. Par contre, pour les charges dont la réversibilité en puissance est anecdotique (ventilateurs, pompes, etc.), le choix de la topologie pour l'étage d'entrée des convertisseurs est surtout orienté par les contraintes de masse, de volume et de qualité réseau (redresseur actif, redresseur passif hexaphasé ou dodécaphasé).

Les considérations thermiques sont toutefois directement dépendantes du mode de dissipation de la chaleur. Certaines techniques permettent d'envisager une réduction considérable de la masse du système de refroidissement et les bilans de masse seraient alors essentiellement conditionnés par les composants passifs de filtrage.

Enfin, l'utilisation d'un module de conversion générique pour les fonctions redresseur et hacheur dépend de l'adéquation de son dimensionnement avec celui de l'application envisagée, ainsi que des aspects technologiques : fréquences de découpage disparates, mise en parallèle...

Conclusion générale et perspectives

Ce mémoire constitue une contribution à la conception de modules génériques de conversion statique pour l'aéronautique. Pour cela, un recensement des applications d'électronique de puissance pour des réseaux de bord d'avions actuels et "plus électriques" a d'abord permis d'établir les besoins de conversion afin d'identifier des standards topologiques.

Puis, dans le cadre des études expérimentales, la réalisation et la caractérisation de modules de conversion 300V-50A à IGBT ont permis d'appréhender certains aspects de mise en œuvre dans une perspective industrielle, comme la délimitation du périmètre structurel du module et la gestion interne des modes de marche/arrêt et des régimes de surcharge et de défaut. Le caractère parfois antagoniste des facteurs liés à la modularité et à l'intégration laisse présager de la difficulté à établir un compromis entre ces propriétés.

Les études de simulation ont confirmé l'intérêt de l'application retenue, l'actionneur électrohydrostatique de commandes de vol, de par la diversité des profils de mission et facteurs de marche qu'elle impose à l'électronique de puissance. La modélisation adoptée pour la simulation de cet actionneur en permet la caractérisation sur les plans électrique, thermique, mécanique et hydraulique. Pour faciliter la mise en œuvre des différents modèles de convertisseurs sous SABER™, des macro-composants interconnectables ont été créés en associant une cellule de commutation et ses fonctionnalités génériques de contrôle et de commande. De plus, la précision de représentation des phénomènes électriques peut être adaptée selon l'objet de l'étude pour réduire la durée des simulations. Enfin, la concordance du modèle d'EHA avec un modèle existant a été vérifiée. De par leur conception physique et modulaire, la réutilisation, l'adaptation et l'évolution de ces modèles sont aisées.

La sûreté de fonctionnement constituant un enjeu majeur pour le développement de l'électronique de puissance, la modularité et la segmentation de la puissance traitée par les éléments de conversion ont été exploitées pour introduire des redondances passives ou actives, afin de bénéficier d'une tolérance de panne et d'accroître ainsi la disponibilité opérationnelle des systèmes. Des topologies d'onduleur à tolérance de panne avec des niveaux de redondance différents ont donc été étudiées et caractérisées par simulation, puis leur dimensionnement électrique et thermique ainsi que leur disponibilité ont été comparés.

Selon la démarche adoptée, les niveaux de redondance les plus élevés (onduleurs 6 bras) constituent d'abord un moyen d'association des modules de conversion pour étendre la plage de puissance couverte. Sur le plan de la tolérance de panne, les topologies intégrant ces redondances actives peuvent présenter certains avantages, comme par exemple la tolérance éventuelle d'un plus grand nombre de pannes, dans le cas de l'onduleur à bras parallélisés, ou la réduction de la quantité d'interrupteurs d'isolement, dans le cas de l'onduleur double.

Expérimentalement, l'association de bras d'onduleurs en parallèle a montré un équilibrage statique naturel des courants relativement satisfaisant et un équilibrage dynamique plus délicat, qui requiert l'introduction d'inductances d'une dizaine de microhenrys. De plus,

l'association différentielle de modules a permis de valider le fonctionnement secours de l'onduleur double.

D'autre part, des topologies avec un niveau de redondance réduit (onduleurs 4 bras) ont été proposées pour bénéficier d'une tolérance de panne avec un nombre réduit de composants. L'insertion en redondance passive d'un bras secours pouvant se substituer à un bras défaillant a le mérite de la simplicité et d'un fonctionnement identique après reconfiguration. Par contre, le raccordement du bras additionnel au neutre de la machine constitue la topologie avec le plus faible nombre de composants et elle permet d'optimiser la disponibilité de l'onduleur. Le bras supplémentaire peut également avoir des fonctionnalités annexes. En fonctionnement normal, il permet éventuellement d'effectuer un filtrage actif de la tension de mode commun afin de réduire les perturbations électromagnétiques de mode commun. Il peut aussi être utilisé pour optimiser la reconfiguration du convertisseur. Pour ces différentes raisons, l'étude de cette topologie a été privilégiée.

Par simulation, différentes procédures d'isolement entre l'onduleur et la machine synchrone à aimants permanents ont été envisagées en exploitant les interrupteurs d'isolement. En effet, dans les cas les plus contraignants de défaillance d'un transistor de type basse impédance, il est possible de déterminer la stratégie appropriée pour écourter le régime transitoire de défaut et réduire ainsi les contraintes électriques et mécaniques qu'il engendre. D'autre part, les conséquences des modes de fonctionnement secours sur le dimensionnement de l'actionneur sont quantifiées.

Expérimentalement, l'alimentation d'une machine synchrone à aimants permanents par un onduleur 4 bras dont le bras secours est connecté au neutre a été mise en œuvre. Son fonctionnement est validé en mode triphasé et en mode diphasé 60°. Les essais confirment notamment qu'un dimensionnement spécifique de la machine n'est pas nécessaire. De plus, les phases successives d'une procédure de reconfiguration ont également pu être observées.

Les perspectives de complément sur les aspects de tolérance de panne sont variées. En particulier, la problématique de l'interrupteur d'isolement constitue une considération majeure, car elle conditionne fortement la viabilité industrielle des topologies présentées. L'évolution technologique des composants est donc du plus haut intérêt, puisqu'elle peut amener à disposer d'interrupteurs blocables à faible chute de tension à l'état passant et de calibres adaptés, ou encore de cellules de commutation assurant un mode de dernier défaut favorable, de type haute impédance.

Enfin, le chapitre IV apporte quelques éléments de décision sur la conversion alternatif-continu. Les modèles de simulation ont été exploités pour dresser une comparaison quantitative du dimensionnement électrique et thermique de plusieurs structures de conversion, à partir de la spécification de profils de mission de l'actionneur. En cas de réversibilité en puissance consécutive de celui-ci, l'intérêt des topologies de redresseurs réversibles ou du redresseur passif associé à un système de stockage par supercondensateurs a ainsi été mis en évidence ; elles permettent en effet une optimisation du dimensionnement électrique et thermique pouvant se répercuter par une réduction de la masse et du volume des convertisseurs. L'utilisation de modules génériques de conversion semble plausible, en fonction de l'adéquation de son dimensionnement et de ses caractéristiques technologiques avec l'application envisagée. Toutefois, ces considérations sont conditionnées par l'évolution des réseaux électriques aéronautiques, qui pourrait induire à l'avenir de profonds changements.

Index des acronymes

A/C	Aircraft
AMDEC	Analyse des modes de défaillance, de leurs effets et de leur criticité
A.N.	Application numérique
APU	Auxiliary power unit
ATA	Air transport association
BAT	Batterie
BT	Basse tension
CEM	Compatibilité électro-magnétique
CSD	Constant speed drive
CSM/G	Constant speed motor/generator
CTN	Coefficient de temperature négatif
EBHA	Electrical backup hydraulic actuator
EHA	Electrohydrostatic actuator
EMA	Electromechanical actuator
ETRAS	Electrical thrust reverser actuation system
EXT	External power
EPGS	Electrical power generating system
ESS	Essential
fem	Force électromotrice
FWD	Forward
GEN	Generator
hdv	Heures de vol
HVDC	High voltage direct current
IDG	Integrated drive generator
MLI	Modulation de largeur d'impulsions
MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
MTBF	Mean time between failures
RAT	Ram air turbine
STAT INV	Static inverter
STBY	Standby
TBT	Très basse tension
THS	Trimmable horizontal stabilizer
TR	Transformer rectifier
VFG	Variable frequency generator



Annexe A

Stabilité du filtre LC

Le filtre LC inséré sur le bus continu constitue un circuit résonnant qui peut entrer en oscillation. En particulier, lorsque la puissance prélevée par la charge est constante, la pente négative de la résistance équivalente, tangente au point de fonctionnement, caractérise une instabilité dynamique potentielle : si la tension continue oscille, le courant continu oscille également en opposition de phase (figure A.1).

$$\frac{\delta v_{DC}}{\delta i_{DC}} = -\frac{V_0}{I_0} = R_{eq} \quad (IV-26)$$

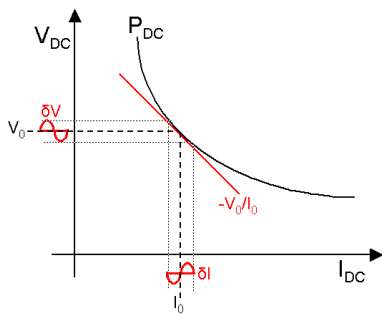


figure A.1 : oscillation des grandeurs électriques sur charge à puissance constante

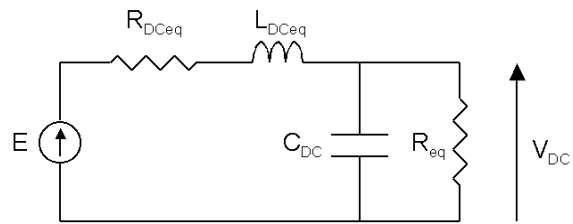


figure A.2 : schéma monophasé équivalent ($R_{eq} < 0$)

Pour étudier la stabilité du convertisseur de référence, le redresseur et les éléments de filtrage sont modélisés par un schéma monophasé équivalent (figure A.2) dont les paramètres simplifiés sont donnés par les équations suivantes. L'angle d'empîement est supposé inférieur à 60° .

$$\begin{cases} R_{DCeq} = 2R_{AC} + R_{DC} + \frac{3 \cdot w_{AC} \cdot L_{AC}}{\pi} \\ L_{DCeq} = 2L_{AC} + L_{DC} \end{cases} \quad (IV-27)$$

Dans le cadre de l'application considérée, la résistance équivalente R_{eq} représente la puissance consommée par la MSAP et les pertes dans l'onduleur. Le circuit est régi par l'équation différentielle :

$$E = \left(1 + \frac{R_{DCeq}}{R_{eq}}\right) \cdot V_{DC} + \left(R_{DCeq} \cdot C_{DC} + \frac{L_{DCeq}}{R_{eq}}\right) \cdot \frac{dV_{DC}}{dt} + L_{DCeq} \cdot C_{DC} \cdot \frac{d^2 V_{DC}}{dt^2} \quad (IV-28)$$

La condition pour un amortissement positif en est déduite (critère de Hurwitz) [ROU06] :

$$\frac{L_{DCeq}}{C_{DC}} < \frac{R_{DCeq} \cdot V_{DC}^2}{P_{CH}} \quad (IV-29)$$

Pour le modèle d'EHA, l'application numérique donne $P_{CH} < 61 \text{ kW}$ ($f_{AC} = 360 \text{ Hz}$). Comme la puissance de l'actionneur est inférieure à cette valeur, le filtre reste stable, ce que confirme la simulation (figure A.3). Le critère de stabilité est ici favorisé par la longueur importante de câblage entre l'actionneur et le cœur électrique primaire, qui se traduit par une valeur de résistance équivalente élevée. La même simulation a été réalisée pour une longueur de câblage de l'actionneur réduite à 8m, soit 10% de sa valeur d'origine ($R_{AC} = 18,7 \text{ m}\Omega$, $L_{AC} = 8 \mu\text{H}$). Le filtre est alors instable et l'oscillation de la tension continue est importante.

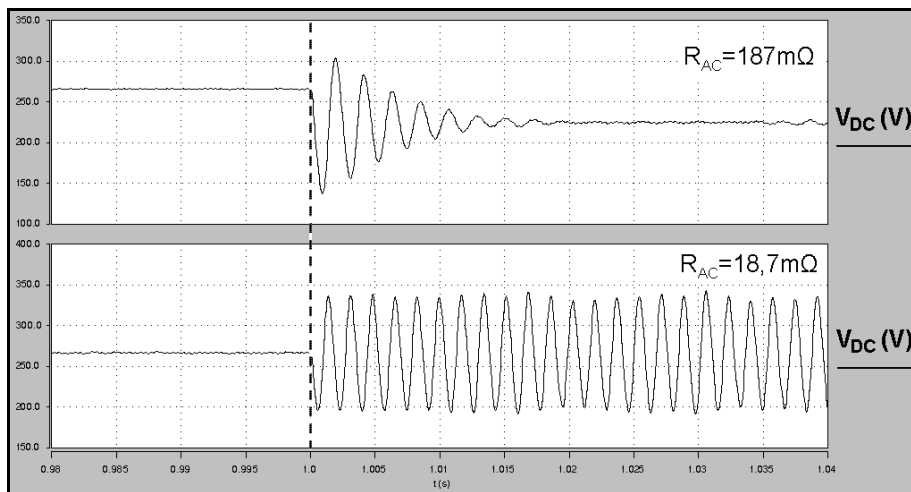


figure A.3 : simulation d'un échelon de puissance de la charge (de 12% à 100% P_{nom})

Ainsi, le dimensionnement du filtre LC du bus continu doit tenir compte du critère de stabilité, qui peut être fortement conditionné par les composants passifs de l'étage d'entrée et les caractéristiques du câblage. Les facteurs favorisant la stabilité sont l'augmentation de la composante résistive R_{DCeq} et de la capacité C_{DC} et la diminution de la composante inductive L_{DCeq} . Dans le cas étudié, l'augmentation de la longueur de câblage est avantageuse puisque le filtre s'en trouve stabilisé à ratio L_{DC}/C_{DC} fixé.

Annexe B

Dimensionnement dans le plan de Ragone

Pour conforter le dimensionnement préliminaire du système de stockage, il faut tenir compte des pertes de puissance dans les supercondensateurs, car elles sont conséquentes par rapport à la puissance traitée. Cela est vérifié dans le plan de Ragone, qui représente l'énergie stockée dans les supercondensateurs en fonction de la puissance P_{SC} qui transite dans le système de stockage [LAN06-2]. Le calibre en courant des composants détermine l'enveloppe de cette courbe (figure B.1).

$$\Delta E = \frac{1}{2} \cdot C_{SC} \cdot \left(\frac{P_{SC}}{I_{SC}} - R_{SC} \cdot I_{SC} \right)^2 = \frac{C_{SC}}{2 \cdot I_{SC}^2} \cdot P_{SC}^2 - R_{SC} \cdot C_{SC} \cdot P_{SC} + \frac{R_{SC}^2 \cdot C_{SC} \cdot I_{SC}^2}{2} \quad (IV-30)$$

De par la convention de signe adoptée, les supercondensateurs se chargent lorsque la puissance P_{SC} est supérieure aux pertes dans la résistance équivalente ($P_{SC} > R_{SC} I_{SC}^2$). Pour des valeurs inférieures la capacité se décharge pour restituer de l'énergie. Le cycle limite du système de stockage est donné par le maximum V_{SCmax} de la tension aux bornes des supercondensateurs et par les extrema V_{Cmin} et V_{Cmax} de la tension aux bornes de la capacité idéale.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Delta E \leq \frac{R_{SC}^2 \cdot C_{SC}}{2 \cdot V_{SCmax}^2} \cdot P_{SC}^2 - R_{SC} \cdot C_{SC} \cdot P_{SC} + \frac{C_{SC} \cdot V_{SCmax}^2}{2} \\ \Delta E \leq \frac{C_{SC} \cdot V_{Cmax}^2}{2} \\ \Delta E \geq \frac{C_{SC} \cdot V_{Cmin}^2}{2} \end{array} \right. \quad (IV-31)$$

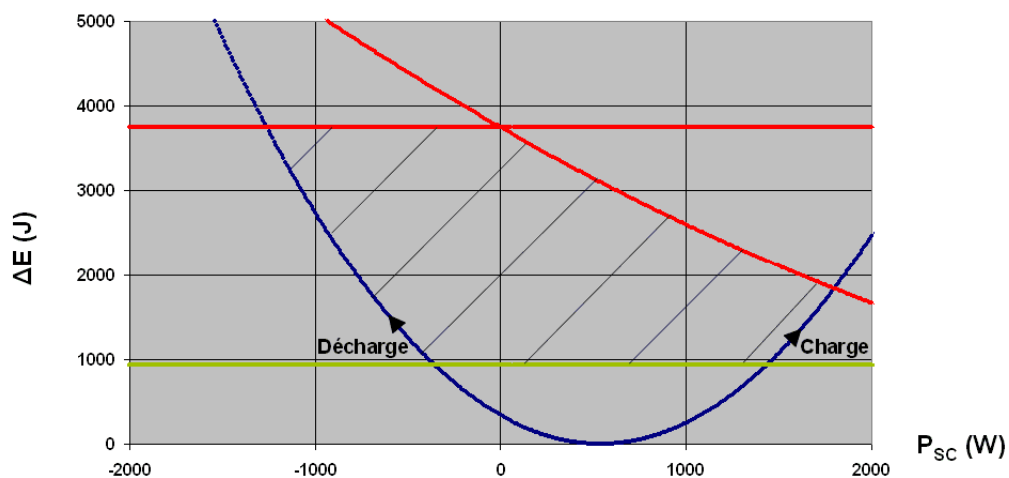


figure B.1 : énergie stockée en fonction de la puissance ($C_{SC}=2,1F / V_{SCmax}=60V / I_{SCmax}=30A$)

Pour que le dimensionnement soit correct, le cycle énergie-puissance du système de stockage imposé par le profil de mission le plus contraignant doit donc s'intégrer dans la surface définie par ces équations. Il n'est pas tenu compte des pertes dans le hacheur et dans l'inductance de lissage. L'enveloppe du cycle de la charge est établie à partir des profils de mission les plus contraignants et en considérant que le système de stockage est capable de fournir une puissance de même valeur que celle qu'il doit pouvoir absorber ($P_{CHmin} = -P_{CHmax}$).

Le graphique de la figure B.2 conforte le dimensionnement effectué. Il montre également que la référence pour la commande de la tension aux bornes des supercondensateurs est plus élevée que la valeur prévue initialement ($V_{SCmin} = 30V$), mais la profondeur de décharge correspondante respecte toujours le critère de dimensionnement, compte tenu de la puissance dissipée dans les supercondensateurs.

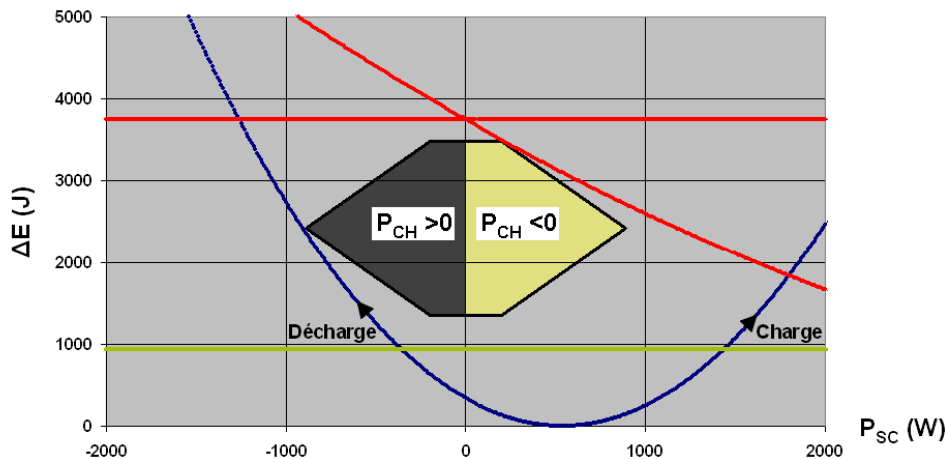


figure B.2 : concordance des cycles de la charge et du système de stockage

Bibliographie

- [ABD05] A.A. Abdallah, J. Regnier, J. Faucher, B. Dagues, "Simulation of Internal Faults in Permanent Magnet Synchronous Machines", International Conference on Power Electronics and Drives Systems (PEDS), vol. 2, pp. 1390–1395, Nov. 2005.
- [ABD1.8] Equipment – Design – General requirements for suppliers : Electrical and installation requirements, Airbus Directives and Procedures, ABD 0100-1.8, issue F, March 2003.
- [AIM04] M. Aime, G. Gateau, T. Meynard, "Implementation of a peak current control algorithm within a field programmable gate array", International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), vol. 2, pp. 941-946, May 2004.
- [AM2616] Airbus Procedures AM 2616, module 6.2, "Guidelines for probability calculations", issue A, April 2004.
- [ARC] www.arcel.fr
- [ATT04] C. Attaianese, V. Nardi, G. Tomasso, "High performances supercapacitor recovery system for industrial drive applications", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Anaheim, USA, pp. 1635-1641, vol. 3, Feb. 2004.
- [BAU00] P. Baudesson, "Sûreté de fonctionnement, reconfiguration et marches dégradées des onduleurs multiniveaux à IGBT", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2000.
- [BAU05] C. Baumann, rapport de DEA, ENSEEIHT, septembre 2005.
- [BER06] S.E Berberich, M. Marz, A.J. Bauer, S.K. Beuer, H. Ryssel, "Active Fuse", International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, pp. 1-4, June 2006.
- [BIA96] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto, "Analysis of PM synchronous motor drive failures during flux weakening operation", Power Electronics Specialists Conference (PESC), vol. 2, pp. 1542-1548, June 1996.
- [BIA03] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto, M. Zordan, "Innovative remedial strategy for inverter faults in IPM synchronous motor drives", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, n°2, pp. 306-314, June 2003.
- [BOL00] S. Bolognani, M. Zordan, M. Zigliotto, "Experimental fault-tolerant control of a PMSM drive", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 47, issue 5, pp. 1134-1141, Oct. 2000.

-
- [BOS96] B.K. Bose, "Power electronics and variable frequency drives", Piscataway, IEEE Press, 1996.
- [BRE05] F. Richardeau, H. Piquet, J. Mavier, "Onduleur de tension reconfigurable à tolérance de pannes", brevet INPI n°05.53116, octobre 2005.
- [CHR00] T. Christen, M.W. Carlen, "Theory of Ragone plots", Journal of Power Sources, vol. 91, pp. 210-216, March 2000.
- [CON1] "Dual SCALE driver 2SD106A", www.IGBT-Driver.com.
- [CON2] "Description and Application Manual for SCALE Drivers", www.IGBT-Driver.com.
- [COU04] A. Coutrot, R. Meuret, "Verrous technologiques et axes de R&T pour l'avion plus électrique", On-Board Energetic Equipment Conference, Avignon, 2004.
- [ELC91] T. Elch-Heb, J.P. Hautier, "Remedial strategies for inverter - AC motor system at the occurrence of a transistor drive fault", European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Firenze, 1991.
- [ELC93] T. Elch-Heb, J.P. Hautier, "Remedial strategy for inverter - induction machine system faults using two-phase operation", EPE, Brighton, 1993.
- [ENS05] T. Cauchois, Y. Ghorbel, L. Lassegues, G. Vriet, "DC-Link pour réseau de bord / Réglage des transferts de puissance", rapport de projet long de 3ème année ENSEEIHT, Toulouse, 2005.
- [ERI97] T. Ericson, "Power Electronics Building Blocks", Electric Warship Conference, IME/IEE/SEE, London, 1997.
- [ERT02] N. Ertugrul, W. Soong, G. Dostal, D. Saxon, "Fault tolerant motor drive system with redundancy for critical applications", PESC, vol. 3, pp. 1457-1462, 2002.
- [EUP04] Eupec, "Paralleling of EconoPACK", Application note AN2004-06, www.eupec.com.
- [FAN93] Y. FAN, "Commande optimisée d'un ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée fonctionnant en mode dégradé", thèse de doctorat, UST Lille, mars 1993.
- [FCOM] "Flight Crew Operating Manual A330", vol. 1 (System Description), 1.28.10, manuel Airbus.
- [FOC98] H. Foch, F. Forest, T. Meynard, "Onduleurs de tension – Structures, principes, applications", Techniques de l'ingénieur, dossier D3176, 1998.
- [FUJ93-1] J.R. Fu, T.A. Lipo, "Disturbance free operation of a multiphase current regulated motor drive with an opened phase", Industry Applications Conference (IAS), vol. 1, pp. 637-644, 1993.

-
- [FUJ93-2] J.R. Fu, T.A. Lipo, "A strategy to isolate the switching device fault of a current regulated motor drive", IAS, vol. 2, pp. 1015-1020, 1993.
- [GON05] L. Gonthier, R. Achart, B. Morillon, "EN55015 compliant 500 W dimmer with low-losses symmetrical switches", EPE, Sept. 2005
- [HAN97] R.A. Hanna, S. Prabhu, "Medium-voltage adjustable speed drives – Users and manufacturers experiences, IAS, vol. 33, n°6, Nov. 1997.
- [HER01] V. Hermann, A. Schneuwly, R. Gallay, "High performance double-layer capacitor for power electronics applications, Boostcap Meeting, Fribourg, March 2001.
- [JAC03] C.B. Jacobina, R.L.A. Ribeiro, A.M.N. Lima, E.R.C. Silva, "Fault tolerant reversible AC motor drive system", IEEE Transactions on Industry Applications, vol.39, n°4, pp. 1077-1084, 2003.
- [JAH80] T.M. Jahns, "Improved reliability in solid state AC drives by means of multiple independent phase-drive units", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, n°3, pp. 321–331, May/June 1980.
- [JAH86] T.M. Jahns, G.B. Kliman, T.W. Neumann, "Interior PM synchronous motors for adjustable speed drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, n°4, pp. 678-690, July/Aug. 1986.
- [JAH99] T.M. Jahns, V. Caliskan, "Uncontrolled generator operation of interior PM synchronous machines following high-speed inverter shutdown", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35, Issue 6, pp. 1347–1357, Nov.-Dec. 1999.
- [JON99] R.I. Jones, "The More Electric Aircraft : The Past and The Future ?", College of Aeronautics, Cranfield University, 1999.
- [JUL96] A.L. Julian, T.A. Lipo, G. Oriti, "Elimination of common mode voltage in three phase sinusoidal power converters", PESC, vol. 2, pp. 1968-1972, June 1996.
- [KES03] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés", thèse de doctorat, Université Lille 1, 2003.
- [KIM93] Y.S. Kim, B.S. Seo, D.S. Hyun, "A novel structure of multi-level high voltage source inverter", Conference on Computer, Communication, Control and Power Engineering (TENCON), vol. 5, Issue 0, pp. 503-508, Oct. 1993.
- [KLU02] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "New solutions for a low-cost power electronic building block for matrix converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, Issue 2, pp. 336-344, April 2002.
- [KON94] S. Konrad, "New driver stage for voltage-controlled components with integrated short-circuit protection", EPE Journal, vol. 4, n°3, Sept. 1994.

-
- [LAN06-1] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam, H. Piquet, "L'avion plus électrique : vers une nouvelle génération de réseaux de bord", La Revue 3EI, n°43, décembre 2005.
- [LAN06-2] O. Langlois, "Conception d'un réseau de secours électrique pour l'aéronautique", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2006.
- [LEE96] Y.H. Lee, B.S. Suh, D.S. Hyun, "A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, n°2, pp. 260-268, March/April 1996.
- [LEE00] F.C. Lee, D. Peng, "Power electronics building block and system integration", International Power Electronics and Motion Control Conference (PIEMC), vol. 1, pp. 1-8, Aug. 2000.
- [LIA05] C.Z. Liaw, W.L. Soong, B.A. Welchko, N. Ertugrul, "Uncontrolled generation in interior permanent-magnet machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, issue 4, pp. 945-954, July-Aug. 2005.
- [LIN03] D. Linzen, S. Buller, E. Karden, R.W. De Doncker, "Analysis and evaluation of charge balancing circuits on performance, reliability and lifetime of supercapacitor systems", IAS, vol. 3, pp. 1589-1595, Oct. 2003.
- [LIU91] H.L. Liu, N.S. Choi, G.H. Cho, "DSP based space vector PWM for three-level inverter with DC-link voltage balancing", Industrial Electronics Society Conference (IECON), pp. 197-203, 1991.
- [LIU93] T.H. Liu, J.R. Fu, T.A. Lipo, "A strategy for improving reliability of field-oriented controlled induction motor drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 29, pp. 910-918, Sept. 1993.
- [MAK99] T. Makombe, N. Jenkins, "Investigation of a unified power flow controller", IEE Proceedings on Generation, Transmission and Distribution, vol. 146, Issue 4, pp. 400-408, July 1999.
- [MAR00] J-P. Martin, F. Meibody-Tabar, B. Davat, "Multiple-phase Permanent Magnet Synchronous Machine Supplied By VSIs, Working Under Fault Conditions", IAS, vol. 3, pp. 1710-1717, Rome, Oct. 2000.
- [MAR98] L. Marroyo, H. Piquet, F. Richardeau, "Méthodologie de dimensionnement d'un redresseur MLI à prélèvement sinus", Electronique de Puissance du Futur, Belfort, 1998.
- [MEI04] F. Meibody-Tabar, B. Davat, R. Meuret, S. Vieillard, "Architectures segmentées d'alimentation à convertisseurs modulaires pour les actionneurs d'avion ; fonctionnement en modes dégradés", Journées de la section électrotechnique du club EEA, Cergy-Pontoise, mars 2004.
- [MEY92] T.A. Meynard, H. Foch, "Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters", PESC, pp. 397-403, 1992.

-
- [MEY06] T.A. Meynard, A.-M. Lienhardt, G. Gateau, C. Haederli, P. Barbosa, "Flying Capacitor MultiCell Converters with Reduced Stored Energy", International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Montreal, July 2006.
- [MIL91] US Department of Defense, "Military handbook for reliability prediction of electronic equipment", MIL HDBK 217F, 1991.
- [NAN99] S. Nandi, H.A. Toliyat, "Fault diagnosis of electrical machines – A review", Electric Machines and Drives Conference, pp. 219–221, Seattle, May 1999.
- [ORI97] G. Oriti, A.L. Julian, T.A. Lipo, "A new space vector modulation strategy for common mode voltage reduction", PESC, vol. 2, pp. 1541-1546, June 1997.
- [QUI93] R.E.J. Quigley, "More electric aircraft", APEC, pp. 906-911, March 1993.
- [RAL05] O. Rallières, "Dimensionnement et évaluation énergétique de convertisseurs dérivés du Boost pour la conversion très basse tension fort courant", mémoire CNAM préparé au LEEI, Toulouse, 2005.
- [RDF00] "RDF 2000", Recueil de données de fiabilité, UTE C80-810, 2000.
- [REE03] S. Rees, U. Ammann, "A smart synchronous rectifier for 12V automobile alternators", PESC, June 2003.
- [RIC03] F. Richardeau, H. Foch, "Static electric energy converter for modulating electric energy exchanged between at least a voltage source and a current source", PCT international n°PVT/FR03/00357 enregistré par le CNRS, 2002.
- [RIC04] F. Richardeau, "Sûreté de fonctionnement en électronique de puissance", Habilitation à Diriger des Recherches, Toulouse, 2004.
- [RIZ04] N. Rizoug, P. Bartholomeus, B. Vulturescu, P. Le Moigne, X. Pierre, "Voltage sharing in supercapacitor modules experimental study", PESC, Aachen, June 2004.
- [RIZ06] N. Rizoug, P. Bartholomeus, P. Le Moigne, "Modelling of supercapacitors with a characterization during cycling", PCIM, Nuremberg, June 2006.
- [ROU03] N. Roux, F. Richardeau, H. Foch, "Self-switching and protected converters: application to the design of a self-breaking reversible rectifier", EPE, Toulouse, Sept. 2003.
- [ROU04] N. Roux, "Nouveaux mécanismes de commutation exploitant les protections intégrées des semi-conducteurs de puissance. Application à la conception de convertisseurs à commutation automatique", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2004.
- [ROU06] N. Roux, "Etude théorique de la stabilité d'un réseau continu au réseau alternatif par l'intermédiaire du redresseur réversible", rapport de post-doctorat LEEI-CIRTEM, 2006.

-
- [RUE03] R. Ruelland, G. Gateau, T.A. Meynard, J.-C. Hapiot, "Design of FPGA-based emulator for series multicell converters using co-simulation tools", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 18, Issue 1, Part 2, pp. 455–463, Jan. 2003.
- [RUF03] A. Rufer, "Solutions for storage of electrical energy", *Associazione Nazionale Azionamenti Elettrici*, Bressanone, March 2003.
- [SDN] "System Description Note A330", documents descriptifs des systèmes et sous-systèmes, émis par AIRBUS.
- [SEG90] P. Segur, "Gaz isolants", *Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique*, dossier D2530, juin 1990.
- [SHA99] D. Shanxu, M. Yu, X. Jian, K. Yong, C. Jian, "Parallel operation control technique of voltage source inverters in UPS", *PEDS*, vol. 2, pp. 883-887, July 1999.
- [SHI04] Bin Shi, G. Venkataramanan, "Parallel operation of voltage source inverters with minimal intermodule reactors", *IAS*, vol. 1, pp. 156-162, Oct. 2004.
- [SOM03] V.T. Somasekhar, K. Gopakumar, "Three-level inverter configuration cascading two two-level inverters", *Electr. Power Applications*, vol. 150, n°3, May 2003.
- [SOO02] W.L. Soong, N. Ertugrul, "Field-weakening performance of interior permanent-magnet motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, iss. 5, pp. 1251-1258, Oct. 2002.
- [SPE90] R. Spee, A.K. Wallace, "Remedial strategies for brushless DC drive failures", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 26, n°2, pp. 259–266, March-April 1990.
- [STE03] P.K. Steimer, "Power electronics building blocks - a platform-based approach to power electronics", *Power Engineering Society General Meeting*, vol. 3, pp. 1360-1365, July 2003.
- [TAV99] P.J. Tavner, J.P. Hasson, "Predicting the design life of high integrity rotating electrical machines", *International Conference on Electrical Machines and Drives*, pp. 286-290, Canterbury, Sept. 1999.
- [THO95] O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of the reliability with an analysis of faults on variable frequency drives in industry", *EPE*, pp. 1033–1038, 1995.
- [TUR01] C. Turpin, "Développement, caractérisation des pertes et amélioration de la sûreté de fonctionnement d'un onduleur multicellulaire à commutation douce", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2001.
- [VAL03] J. Vallon, "Introduction à l'étude de la fiabilité des cellules de commutation à IGBT sous fortes contraintes", thèse de doctorat, INP Toulouse, 2003.

-
- [VAN03] D. Van Den Bossche, "More electric control surface actuation; a standard for the next generation of transport aircraft", EPE, Toulouse, Sept. 2003.
- [VER03] C. Vermaelen, "Contribution à la modélisation et à la réduction des perturbations conduites dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable", thèse de doctorat, Ecole Normale Supérieure de Cachan, 2003.
- [WEI03] J.A. Weimer, "The role of electric machines and drives in the more electric aircraft", International Electric Machines and Drives Conference, vol. 1, pp. 11-15, June 2003.
- [WEL03-1] B.A. Welchko, T.M. Jahns, W.L. Soong, J.M. Nagashima, "IPM synchronous machine drive response to symmetrical and asymmetrical short circuit faults", IEEE Trans. Energy Conversion, vol. 18, n°2, pp. 291-298, June 2003.
- [WEL03-2] B.A. Welchko, J.M. Nagashima, "A comparative evaluation of motor drive topologies for low-voltage, high-power EV/HEV propulsion systems", ISIE, vol. 1, pp. 379-384, June 2003.
- [WEL04-1] B.A. Welchko, T.A. Lipo, T.M. Jahns, S.E. Schulz, "Fault tolerant three-phase AC motor drive topologies; a comparison of features, costs, and limitations", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 19, pp. 1108-1116, July 2004.
- [WEL04-2] B.A. Welchko, T.M. Jahns, T.A. Lipo, "Fault interrupting methods and topologies for interior PM machine drives", IEEE Power Electronics Letters, vol. 2, issue 4, pp. 139-143, Dec. 2004.
- [WHE03] P.W. Wheeler, J.C. Clare, M. Apap, L. Empringham, K.J. Bradley, C. Whitley, G. Towers, "A matrix converter based permanent magnet motor drive for an electro-hydrostatic aircraft actuator", IECON, vol. 3, pp. 2072-2077, Nov. 2003.
- [ZHA05] Z. Bing, X. Kejian, L. Weiting, L. JinXing, "Research on fault tolerant control of marine multi-phase permanent magnet synchronous motors propulsion systems", International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), vol. 3, pp. 2511-2514, Sept. 2005.
- [ZUB00] L. Zubieta, R. Bonert, "Characterization of double-layer capacitors for power electronics applications", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, Issue 1, pp. 199-205, Jan.-Feb. 2000.
- [ZWI95] G. Zwingelstein, "Diagnostic des défaillances – Théorie et pratique pour les systèmes industriels", éditions Hermes, 1995.