



HAL
open science

Modélisation et commande d'un système innovant pour la propulsion navale

Mustapha Debbou

► **To cite this version:**

Mustapha Debbou. Modélisation et commande d'un système innovant pour la propulsion navale. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2014. Français. NNT : 2014INPT0028 . tel-04557748

HAL Id: tel-04557748

<https://theses.hal.science/tel-04557748>

Submitted on 24 Apr 2024

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

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



Université
de Toulouse

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par :

Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse)

Discipline ou spécialité :

Génie Électrique

Présentée et soutenue par :

M. MUSTAPHA DEBBOU

le mardi 3 juin 2014

Titre :

MODELISATION ET COMMANDE D'UN SYSTEME INNOVANT POUR LA
PROPULSION NAVALE

Ecole doctorale :

Génie Electrique, Electronique, Télécommunications (GEET)

Unité de recherche :

Laboratoire Plasma et conversion d'Energie (LAPLACE)

Directeur(s) de Thèse :

MME MARIA PIETRZAK-DAVID

Rapporteurs :

M. ERIC SEMAIL, ENSAM LILLE

M. MOHAMED BENBOUZID, UNIVERSITE DE BRETAGNE OCCIDENTALE

Membre(s) du jury :

M. BERNARD MULTON, ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN, Président

M. LAURENT CASSIN, ECA EN, Membre

Mme MARIA PIETRZAK-DAVID, INP TOULOUSE, Membre

M. MICHEL AMIET, DGA BAGNEUX, Membre

M. PHILIPPE CUSSAC, CIRTEM LABEGE, Membre

Résumé

Les travaux menés durant cette thèse s'intéressent principalement aux avantages que peut offrir la machine asynchrone à double alimentation (MADA) dans un système de propulsion navale. Ceci est obtenu à travers les degrés de libertés additionnels qu'elle apporte, d'une part, par l'exploitation de la redondance structurelle naturelle, et d'autre part, par les stratégies de contrôle qui lui sont appliquées.

La première partie de ce mémoire, présente la modélisation du propulseur innovant. Ce dernier est conçu principalement autour de la MADA comme moteur de propulsion. Il est alimenté par deux onduleurs de tension à Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), et entraînant une hélice à trois pales fixes et symétriques. Plusieurs stratégies de commande ont été introduites pour piloter le système. En effet, des lois de contrôle de type linéaires et non linéaires, associées à des divers modulateurs MLI ont été validées et appliquées à cette structure de propulsion. L'innovation apportée dans le cadre de ces travaux consiste à associer à l'optimisation par conception (machine et convertisseurs d'alimentation), une optimisation par la commande et ce en évaluant l'influence de ces techniques pour deux critères de dimensionnement majeurs, à savoir, les pertes dans les convertisseurs de puissances, et les bruits acoustiques et vibratoires.

La propulsion navale, comme tout système embarqué, possède des exigences en matière de qualité de service non seulement en termes de performances mais aussi de fiabilité et de disponibilité. En effet, les systèmes conçus pour ce type d'application doivent assurer et garantir une continuité de service en cas d'apparition de défauts au sein des constituants du système. L'utilisation de la MADA dans les systèmes de propulsion offre une redondance structurelle naturelle et analytique, introduite par la commande, qui permet d'assurer une continuité de service du système en présence d'une défaillance dans la structure. Deux défauts sont ainsi considérés dans cette étude, un défaut de semi-conducteur de puissance dans le convertisseur de puissance et un défaut de capteur vitesse/position.

Les stratégies de contrôle proposées, les modèles de propulseur établis ainsi que les reconfigurations adoptées suite aux défauts ont été validées expérimentalement sur les bancs développés au LAPLACE dans le cadre de ces travaux.

Titre de la thèse :

Modélisation, optimisation par commande d'un système innovant pour la propulsion navale.

Mots clés :

- Machine Asynchrone à Double Alimentation
- Hélice de propulsion
- Onduleur de tension à MLI
- Stratégies de commande linéaires et non linéaires
- Redondance structurelle et analytique
- Reconfiguration du système et de sa commande

Abstract

This study focuses on the benefits that can be induced by the use of the Double Fed Induction Machine (DFIM) operating in motor mode for marine propulsion systems. It can be achieved by the additional degree of freedom it provides, firstly, by exploiting the natural structural redundancy, and secondly, by the analytical redundancy introduced by applied control strategies.

The first part of this thesis presents the modeling of a propeller architected mainly around the DFIM and its load such as a propeller with three fixed and symmetrical blades. Several control strategies have been introduced to control the system, in fact, linear and nonlinear control laws type associated with various modulators have been validated and applied to the propulsion structure. The objective was to evaluate the influence of these techniques for two major design criteria, namely, losses in power converters, and noise and vibration noise.

Naval propulsion as any embedded system has requirements for the quality of service not only in performance but also reliability and availability. Indeed, the systems designed for these types of applications must ensure and guarantee continuity of service in response to the failures in system components. The use of MADA in propulsion systems provides a natural structural and analytical redundancies which ensure system service continuity in the presence of a fault in this structure. Two faults are considered in this study, a power semiconductor fault in the power converter and a speed sensor / position failure.

Control strategies proposed, the propeller modeling established and reconfigurations adopted following settings have been validated by simulation and experimentally on the real laboratory or industrial benches developed in the context of this study.

Thesis title :

Modeling, Optimization by Control Strategies of an Innovative System for Naval Propulsion.

Key words :

- Double Fed Induction Machine (DFIM)
- Propeller
- MLI Voltage Source Inverter
- Linear and non-linear control strategies
- Structural and Analytical Redundancies
- System and Control Reconfiguration

Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au Laboratoire PLASMA et Conversion d'Énergie (LAPLACE) à l'École Nationale Supérieure d'Électrotechnique, d'Électronique, d'Informatique, d'Hydraulique et des Télécommunications (ENSEEIH) de l'Institut National Polytechnique de Toulouse au sein du groupe COMMANDE et DIAGNOSTIC des Systèmes Électriques (CODIASE).

Je voudrais remercier ici tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail. Qu'ils trouvent dans ce mémoire toute ma reconnaissance.

Je tiens à remercier très sincèrement, ceux qui ont accepté de juger le fruit de ces trois années de recherche :

- **Monsieur Bernard MULTON**, Professeur des Universités à l'Antenne de Bretagne de l'ENS de Cachan pour m'avoir fait l'honneur d'accepter la présidence de jury de thèse.
- **Monsieur Mohammed BENBOUZID**, Professeur des Universités de Bretagne Occidentale pour avoir accepté la tâche de rapporteur de ce mémoire ainsi que pour le grand intérêt qu'il a témoigné à ce travail de recherche.
- **Monsieur Eric SEMAIL**, Professeur de Université des Arts et Métiers de PARIS-TECH centre Lille pour avoir accepté la tâche de rapporteur de ce mémoire ainsi que pour le grand intérêt qu'il a témoigné à ce travail de recherche.
- **Monsieur Michel AMIET**, Expert DGA à Paris, je lui exprime mes sincères remerciements pour avoir accepté la charge d'examineur.
- **Monsieur Philippe CUSSAC**, Docteur chez CIRTEM, pour avoir participé dans le jury en qualité d'examineur.
- **Monsieur Laurent Cassin**, Chef de projet chez ECA-EN, pour son rôle d'examineur de ce modeste travail.
- **Mme Maria PIETRZAK-DAVID**, Directeur de thèse, Professeur des Universités à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, ancien directeur du département de Formation Génie Électrique-Automatique de l'ENSEEIH, directeur adjoint de l'École Doctorale Génie Électrique, Électronique et Télécommunications (GEET) de Toulouse et chercheur du groupe CODIASE au LAPLACE. Je la remercie pour son aide et ses encouragements réguliers. Ses compétences dans la machine asynchrone à double alimentation, sa disponibilité et ses qualités humaines ont été pour moi une source de motivation au cours de ces années de thèse.

Monsieur **Pascal Maussion**, Professeur des Universités à l'Institut National Polytechnique de Toulouse et responsable du Groupe CODIASE au LAPLACE. Je le remercie pour avoir été à mes côtés avec ses encouragements, ses remarques et ses critiques ont été d'une valeur sur mes travaux, je lui dis du fond du cœur « Merci Chef ».

Monsieur **Maurice Fadel**, Professeur des Universités à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, directeur adjoint du laboratoire LAPLACE. Je lui exprime ma gratitude pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire.

Mme Ilhem **SLAMA-BELKHODJA**, Professeur à l'Ecole d'Ingénieurs de Tunis et directeur du Laboratoire des Systèmes Electriques, pour m'avoir fait part de deux invitations au sein de son laboratoire, pour la qualité des échanges que nous avons eu. Quelle trouve dans ce mémoire toute ma reconnaissance.

De plus, je souhaiterais adresser un grand merci à Monsieur Olivier Durrieu de Madron qui m'a beaucoup aidé lors du montage du banc expérimental, en concevant entre autres les cartes d'interface d'E/S. Je le remercie pour sa compétence, sa gentillesse et sa disponibilité. De même, ces remerciements sont adressés à tout le personnel technique du laboratoire et de l'école, dont les nombreux coups de main m'ont été plus qu'indispensables : merci à Messieurs Jean-Marc Blaquière, Olivier Daviau, Didier Flumian, Sylvain Vinnac et Robert Larroche.

Je remercie aussi nos collaborateurs du côté industriels, je cite Cassin Laurent, Vinciane Chéreau, Cédric Guibert, Sylvain Guimard du côté ECA-Electronaval à saint Herblain à Nantes, pour l'accueil qu'il nous réserve à chaque mission d'essais dans leurs locaux.

Je tiens de plus à remercier le personnel administratif du laboratoire : leur gentillesse et leur disponibilité ont su me faciliter toutes les tâches administratives bien complexes. Un grand merci donc à , Valérie Schwarz, Cécile Daguillanes, Lea Boulanger Catherine Moll Mazella, Valérie Schwartz, Carine Bastie, et aussi Elisabeth Merlo, Djamilia Janati pour la gestion du département GEA. Merci aussi au personnel de l'INP, du CIES et de la GEET qui ont toujours été aimables et conciliants.

Mes remerciements vont également aux personnes qui m'ont été indispensables, que l'on va voir, la plupart du temps, "parce qu'on a un problème", et que l'on appelle les "informaticiens". Merci donc à David Bonnafous et Jacques Benaïoun, notre bureau servant aussi de secrétariat improvisé pour ce dernier.

En parallèle aux travaux de recherche effectués lors de cette thèse, j'ai aussi réalisé une activité d'enseignement en tant que moniteur pendant 3 années dans le département GEA à l'ENSEEIH. A ce titre, je souhaiterais remercier l'équipe du BE « Logique Team » composée entre autres de Guillaume Gateau, Jeremi Reigner, Antoine Picot. Merci à eux de m'avoir fait confiance qu'ils m'ont témoigné durant mon service avec eux.

Je tiens dire un grand merci à ma deuxième famille que j'ai retrouvé en France, à citer Amina et Yahya, Omar et Sidney, Ihsane, Amine et Nadia, Sihem et Hamza, Sabiha et Amel, Lily, Alice et Léa et Judith. Je remercie chaque jour la vie de vous avoir mis sur mon chemin.

De plus, je souhaiterais adresser un grand merci, chaleureux et sincère à Majid, Ziad et Meriem, Mounir, Alaric et Prescilla, Tahar, Mouloud, Ahmed, Julian et Eduard, Sebastien,

Etienne et Samer, William et Bénédicte, Camille et Farah, Nico et Xiao (Colocs), Jules et Thomas, Bernardo et Noch, au brésiliens Dédé de Andrade et Julio, qui, en plus d'être des amis et des collègues, ont été des êtres géniaux pendant toutes ces années de thèse.

Un grand merci aussi à ceux avec qui j'ai partagé les bureaux E410, et qui ont contribué à y mettre une bonne ambiance, à savoir Laurianne (une vraie sœur), Ahmed, Julian. Puis au bureau E205 : Merci aussi à ceux qui nous ont côtoyé et supporté le ch aabi dans ces bureaux pour des périodes plus ou moins longues, Damien, Mouloud, Yacine, Phock et Amel. Enfin, je remercie de tout cœur ma famille : mes parents, mes sœurs : Haoua, Hakima et Ghania, Anissa et Nora, mes beaux-frères : Dallil et Zoubir, Mustapha et Dady, qui, malgré les kilomètres qui nous séparent, m'ont toujours soutenu et encouragé. J'ai une pensée particulière pour mes neveux : Didou et Adam, Sissi, Enzo et Aaron, mes nièces : Nawal et Sara, Melissa, Zahra et Jaja, Ounissa, Anaïs et Lisa, Auguste, ainsi que pour la petite dernière Elisa qui, voulant assister à ma soutenance de thèse, pensait pouvoir naître prématurément.

Table des matières

Résumé	III
Abstract	V
Remerciements	VII
Table des matières	XI
Table des figures.....	XVI
Liste des tableaux	XX
Introduction Générale.....	25
Chapitre 1 Généralités sur les systèmes de propulsion navale	29
1.1 Introduction	30
1.2 Généralités sur la propulsion navale	31
1.2.1 La propulsion purement thermique	31
1.2.2 Du tout thermique à la propulsion hybride.....	32
1.2.3 Le tout électrique.....	34
1.3 Association hélice/moteur électrique pour la propulsion navale	35
1.3.1 Propulseur de type Azimutal	35
1.3.2 Propulseur de type POD	36
1.3.3 Les hélices à entraînement circonférentiel « RIM DRIVEN »	37
1.4 Structures de machines déjà éprouvées en propulsion navale.....	38
1.4.1 Machine à courant continu dans le domaine naval	38
1.4.2 Machine Synchrones dans propulsion navale	39
1.4.3 Les machines asynchrones en propulsion	41
1.4.4 Le moteur DC homopolaire.....	42
1.5 Structures et composants de puissance	43
1.5.1 Composants de puissance	43
1.5.2 Les structures de puissance	43
1.5.3 Informatique industrielle	47
1.6 La MADA comme solution pour la propulsion navale	48
1.6.1 Constitution ou structure de la MADA	48
1.6.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation....	49
1.6.3 Domaine d'application de la MADA	50
1.6.3.1 Génération d'énergie	50
1.6.3.2 La motorisation MADA dans les entraînements à vitesse variable	51
1.7 Synthèse et positionnement de l'étude.....	52
1.7.1 Architecture du système proposé	52
1.7.2 Les avantages de la MADA dans les entraînements à vitesse variables	54
1.7.2.1 Répartition de puissance.....	54

1.7.2.2	Pertes dans les onduleurs.....	54
1.7.2.3	Fonctionnement à basse vitesse.....	55
1.7.2.4	Redondance et reconfiguration.....	56
1.8	Conclusion.....	56
Chapitre 2 Modélisation du système de propulsion.....		57
2.1	Introduction	58
2.2	Modélisation de la MADA	59
2.1.1	Les équations exprimées dans le repère triphasé	60
2.1.1.1	Les équations des tensions	60
2.1.1.2	Equations des flux	61
2.1.1.3	Les équations mécaniques.....	62
2.1.1.4	Détermination des énergies et du couple électromagnétique.....	63
2.1.2	Les équations exprimées dans un référentiel diphasé (α, β).....	64
2.1.2.1	Equations dans le repère de Concordia (α, β)	64
2.1.2.2	Equations des flux	65
2.1.2.3	Application aux équations des tensions	66
2.1.2.4	Les équations électromagnétiques.....	66
2.1.2.5	Les équations exprimées dans un référentiel tournant diphasé (d, q)	67
2.1.2.6	Modélisation de type Courant de la MADA	69
2.1.2.7	Modélisation de type flux de la MADA.....	70
2.2	Modèle Hydrodynamique de base de l'hélice	74
2.2.3	Modèle du régime permanent.....	76
2.2.4	Modèle K_T/K_Q	77
2.2.5	Modèle de l'aile portante.....	78
2.3	Conclusion.....	80
Chapitre 3 Les stratégies de commande appliquées à la Machine Asynchrone à Double Alimentation.....		81
3.1	Introduction	82
3.2	Simulation dans l'environnement SABER	83
3.3	Stratégies de commande	85
3.3.1	La commande scalaire.....	85
3.3.2	Stratégies de pilotage linéaires.....	86
3.3.2.1	La commande vectorielle à orientation du flux statorique.....	86
3.3.2.2	Synthèse des régulateurs	87
3.4	Stratégies de commande non linéaires	90
3.4.1	La commande par mode de glissement	90
3.4.2	Principe de la commande à mode glissant	91
3.4.3	Résultats de simulation de la commande par mode de glissement	93
3.5	Les modulateurs associés aux stratégies développées	94
3.5.1	La MLI Naturelle	94

3.5.2	La stratégie SVPWM	95
3.5.3	Stratégies d'injection d'harmonique trois -THIPWM.....	96
3.5.4	Les stratégies MLI discontinues.....	97
3.5.4.1	Les techniques DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3	97
3.5.4.2	DPWMMIN et DPWMMAX.....	99
3.5.5	MLI aléatoire.....	99
3.5.6	La commande directe du couple (DTC).....	100
3.5.7	La stratégie DDTC-SVM	105
3.5.8	Résumé sur les stratégies de commandes appliquées pour la MADA	106
3.6	Un système innovant à tolérance de pannes.....	108
3.6.1	Défaillances des semi-conducteurs de puissance	109
3.6.1.1	Défaut de Court-circuit.....	109
3.6.1.2	Solution proposée	111
3.6.2	Défaut Capteur vitesse/position	113
3.6.2.1	Algorithme de reconstitution de la position de la MADA	113
3.6.2.2	Algorithme de reconstitution de la vitesse	114
3.6.2.3	Détection du défaut et reconfiguration.....	115
Chapitre 4 Evaluation des stratégies de commande		117
4.1	Introduction	118
4.2	Les stratégies de commandes pour la MADA dans l'environnement marin	119
4.2.1	Modèle du propulseur.....	119
4.2.2	Exploitation des données « Alstom-Power-Conversion ».....	120
4.2.3	Utilisation des modèles pour la commande.....	121
4.2.3.1	La commande vectorielle	121
4.2.3.2	La commande par mode de glissement	122
4.2.3.3	La technique DDTC	123
4.2.3.4	La commande DDTC-SVM	124
4.3	La répartition de puissance	125
4.3.1	La MADA à répartition de puissance unitaire	127
4.3.2	L'architecture d'alimentation.....	127
4.3.3	Simulation de la MADA et de son architecture d'alimentation	128
4.3.4	Cycle de fonctionnement adapté à l'application	129
4.4	Evaluation des stratégies de commande.....	130
4.4.1	Evaluation des pertes dans les onduleurs de tension	131
4.4.1.1	Modélisation des pertes dans l'onduleur.....	131
4.4.2	Comparaison des pertes pour les différentes stratégies.....	134
4.4.2.1	Cycle de fonctionnement.....	134
4.4.2.2	Le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique.....	135
4.4.2.3	La Commande par mode de glissement	137
4.4.2.4	Le contrôle direct du couple.....	139
4.4.2.5	La stratégie DTC-SVM	139
4.4.2.6	Bilan sur les pertes et le choix de la commande minimisant les pertes	140

4.4.3	Evaluation des bruits acoustiques et vibratoires	140
4.4.3.1	Analyse des sources de bruits dans un système de propulsion	140
4.4.3.2	Etudes pour la réduction du bruit acoustique	141
4.4.3.3	Evaluation des stratégies de contrôle	142
4.4.3.4	La MLI déterministe pour la réduction des bruits acoustiques	148
4.4.3.5	Conclusion sur les bruits acoustiques et vibratoires.....	150
4.5	Conclusion.....	150
Chapitre 5 Validation Expérimentale		151
5.1	Introduction	152
5.2	Les dispositifs expérimentaux	153
5.3	Le banc de test au laboratoire.....	153
5.3.1	La partie puissance	153
5.3.1.1	Le banc moteur.....	154
5.3.1.2	Les convertisseurs d'alimentation.....	156
5.3.1.3	Redresseurs de tension	156
5.3.1.4	Onduleur de tension	156
5.3.1.5	Module de freinage.....	157
5.3.2	La partie logiciel de commande	158
5.3.2.1	La Carte de développement DSK C6711	159
5.3.2.2	La Carte FPGA.....	159
5.3.2.3	La carte CAN-CNA.....	159
5.3.2.4	Connexion des cartes et répartition des taches.....	159
5.3.2.5	Interface Homme machine	161
5.3.2.6	Photo de la maquette de 4kW.....	161
5.3.3	Emulateur du couple de charge hydrodynamique	162
5.4	Implémentation des stratégies de commande	163
5.4.1	La commande vectorielle à orientation du flux et la commande par mode de glissement.....	163
5.4.1.1	La commande directe du couple.....	164
5.4.1.2	La commande directe du couple vectoriellisé	165
5.4.2	Les Modulateurs MLI.....	166
5.5	Le banc de test de 30kW chez ECA-EN	169
5.5.1	La MADA de 30kW conçue par ECA-EN.....	169
5.5.2	Architecture d'alimentation.....	170
5.5.2.1	Les onduleurs monophasés.....	170
5.5.3	Le système de contrôle-commande	171
5.5.4	Photo du banc expérimental de 30kW de puissance	171
5.5.5	Les résultats expérimentaux	172
5.5.6	Conclusion.....	172
Conclusion générale et perspectives		173

Annexes.....	
Annexe A :	
Annexe B :	
Annexe C :	
Références	177

Table des figures

<i>Figure 1-1 : Frégate de type LA FAYETTE [10].....</i>	<i>31</i>
<i>Figure 1-2 : Queen Marry II [internet].....</i>	<i>33</i>
<i>Figure 1-3 : HMS Daring [15].....</i>	<i>34</i>
<i>Figure 1-4 : Propulseurs de type Azimutal.....</i>	<i>35</i>
<i>Figure 1-5 : POD sur le Queenmarry [Source Converteam]</i>	<i>36</i>
<i>Figure 1-6 : Technologie RIM DRIVEN.</i>	<i>37</i>
<i>Figure 1-7 : Prototype d'ABB sur les réseaux HVDC. (Source ABB).....</i>	<i>39</i>
<i>Figure 1-8 : Vue d'un rotor bobiné d'un moteur synchrone.</i>	<i>40</i>
<i>Figure 1-9 : Moteur à aimants permanents d'un sous-marin (Source Siemens).....</i>	<i>40</i>
<i>Figure 1-10 : Photo du Mistral équipé d'un moteur asynchrone.</i>	<i>41</i>
<i>Figure 1-11 : DC homopolaire moteur [41].</i>	<i>42</i>
<i>Figure 1-12 : Cycloconvertisseurs ACS-6000c- ABB</i>	<i>44</i>
<i>Figure 1-13 : Convertisseur de type synchroconvertisseur.</i>	<i>45</i>
<i>Figure 1-14 : Onduleur de tension</i>	<i>45</i>
<i>Figure 1-15 : Convertisseur multiniveaux.</i>	<i>46</i>
<i>Figure 1-16 : Formes d'onde d'un onduleur NPC à trois niveaux.....</i>	<i>46</i>
<i>Figure 1-17 : Diagramme vectoriel des forces électromotrices du mode générateur et moteur.</i>	<i>49</i>
<i>Figure 1-18 : La MADA pour la génération d'énergie [64]......</i>	<i>50</i>
<i>Figure 1-19 :La MADA dans l'application éolienne.</i>	<i>51</i>
<i>Figure 1-20 La MADA à deux onduleurs à bus séparés.</i>	<i>53</i>
<i>Figure 1-21 : La MADA à deux onduleurs à bus commun.....</i>	<i>53</i>
<i>Figure 1-22 : Principe de répartition de puissance.....</i>	<i>54</i>
<i>Figure 1-23 : Comparaison entre MAS et MADA.</i>	<i>55</i>
<i>Figure 1-24 : De la MADA à la MAS.....</i>	<i>56</i>
<i>Figure 2-1 : Repère de référence triphasé.....</i>	<i>60</i>
<i>Figure 2-2 : Relation angulaire.....</i>	<i>63</i>
<i>Figure 2-3 : Représentation dans le repère (α,β).....</i>	<i>64</i>
<i>Figure 2-4 : Représentation dans le repère (d,q).....</i>	<i>67</i>
<i>Figure 2-5 : Principe de la modélisation de la MADA de type courant.....</i>	<i>70</i>
<i>Figure 2-6 : Modélisation de la MADA de type flux.....</i>	<i>73</i>
<i>Figure 2-7 : Ecoulement de l'eau à travers l'hélice.</i>	<i>75</i>
<i>Figure 2-8 : Schéma de principe du modèle de l'hélice en régime permanent.</i>	<i>76</i>
<i>Figure 2-9 : Abaques de K_Q et K_T en fonction du coefficient d'avance J [81].</i>	<i>77</i>
<i>Figure 2-10 : Schéma de principe du modèle pseudo permanent.</i>	<i>78</i>
<i>Figure 2-11 : Fonctionnement en quatre quadrants de l'hélice.</i>	<i>78</i>
<i>Figure 2-12 : Principe de l'aile portante</i>	<i>79</i>
<i>Figure 3-1 : Schéma de procédure de simulation du système sous SABER.....</i>	<i>83</i>
<i>Figure 3-2 : Schéma de simulation du système.....</i>	<i>84</i>
<i>Figure 3-3 : Schéma du système étudié.....</i>	<i>84</i>
<i>Figure 3-4 : Principe du contrôle scalaire appliqué sur la MADA.....</i>	<i>85</i>
<i>Figure 3-5 : Résultats de simulation de loi v/f.</i>	<i>85</i>
<i>Figure 3-6 : Régulation de la vitesse avec la commande linéaire.....</i>	<i>88</i>
<i>Figure 3-7 : Principe de la commande vectorielle appliquée au système.</i>	<i>89</i>
<i>Figure 3-8 : Résultats de simulation de la commande vectorielle.....</i>	<i>89</i>

<i>Figure 3-9 : Principe de la régulation par mode de glissement des flux</i>	92
<i>Figure 3-10 : la régulation des modes mécanique par mode de glissement</i>	93
<i>Figure 3-11 : Résultats de simulation par mode de glissement : (a) : Vitesses, (b) : couples électromagnétiques, flux statorique et rotorique dans les axes (d, q).</i>	93
<i>Figure 3-12 : forme d'ondes de la stratégie MLI naturelle.</i>	94
<i>Figure 3-13 : Schéma de réalisation de la SVPWM.</i>	95
<i>Figure 3-14 : les modulantes de la stratégie SVPWM.</i>	96
<i>Figure 3-15 : les formes d'ondes des modulantes de la stratégie THIPWM4 et THIPWM6.</i>	96
<i>Figure 3-16 : les modulantes dans la stratégie DPWM0.</i>	97
<i>Figure 3-17 : allures des modulantes dans la stratégie DPWM1.</i>	98
<i>Figure 3-18 : les modulantes dans la stratégie DPWM2.</i>	98
<i>Figure 3-19 : les modulantes dans la stratégie DPWM3.</i>	98
<i>Figure 3-20 : les modulantes dans la stratégie DPWMMAX.</i>	99
<i>Figure 3-21 : les modulantes dans la stratégie DPWMMIN.</i>	99
<i>Figure 3-22 : Porteuse à pente aléatoire.</i>	100
<i>Figure 3-23 : Porteuse à fréquence aléatoire.</i>	100
<i>Figure 3-24 Principe de la régulation de vitesse avec la DDTC.</i>	101
<i>Figure 3-25 : Principe de la DDTC avec table de commutation.</i>	103
<i>Figure 3-26 : cycle hystérésis à deux niveaux.</i>	104
<i>Figure 3-27 : Résultats de simulation de DDTC.</i>	105
<i>Figure 3-28 : Principe du modulateur vectoriel.</i>	106
<i>Figure 3-29 : Résultats de simulation de DDTC-SVM.</i>	106
<i>Figure 3-30 : défaut de court-circuit de l'interrupteur T1 de l'onduleur du rotor</i>	110
<i>Figure 3-31 : Les courant rotoriques et statoriques de phase à l'apparition d'un défaut court-circuit de l'interrupteur.</i>	110
<i>Figure 3-32 : schéma du couple pulsatoire introduit par le défaut.</i>	110
<i>Figure 3-33 : schéma d'utilisation d'interrupteurs supplémentaires (extrait de la thèse de Sejr [9]).</i>	111
<i>Figure 3-34 : étape de détection du court-circuit de l'interrupteur T1 et ouverture du T2.</i>	112
<i>Figure 3-35 : Ouverture des interrupteurs d'en bas de l'onduleur défaillant.</i>	112
<i>Figure 3-36 : Reconfiguration de la MADA en une MAS.</i>	112
<i>Figure 3-37 : Continuité de service sous un défaut court-circuit.</i>	113
<i>Figure 3-38 : Représentation du vecteur courant dans le repère rotorique</i>	114
<i>Figure 3-39 : Principe de l'observateur ATO (a) : Principe général, (b) après simplification.</i>	114
<i>Figure 3-40 : Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant $t = 1.5s$ (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut</i>	115
<i>Figure 4-1 : Cycle de fonctionnement « données ALSTOM-Power-Conversion »</i>	119
<i>Figure 4-2 : Schéma du système étudié dans ce mémoire.</i>	120
<i>Figure 4-3 : figure de (a) : Poussée et couple hydrodynamique, (b) : vitesse de référence générée par le modèle.</i>	120
<i>Figure 4-4 : Principe de la commande vectorielle sur un propulseur.</i>	121
<i>Figure 4-5 : Résultats de simulation de la propulsion avant avec la commande vectorielle.</i>	121
<i>Figure 4-6 : La commande par mode de glissement avec le propulseur.</i>	122

<i>Figure 4-7 : Résultats de simulation sous SABER de la commande par mode de glissement.</i>	122
<i>Figure 4-8 : Principe de l'association de la DDTC avec le propulseur.</i>	123
<i>Figure 4-9 : Résultats de simulation avec la DDTC.</i>	123
<i>Figure 4-10 : Schéma de principe de la DDTC-SVM avec le propulseur.</i>	124
<i>Figure 4-11 : Résultats de simulation dans l'environnement SABER.</i>	124
<i>Figure 4-12 : Principe de la répartition de puissance.</i>	125
<i>Figure 4-13 : Résultats de comparaison (a) : entre puissance apparente des convertisseurs et (b) : de pertes par commutation en considérant deux systèmes : l'un basé sur la MADA et l'autre sur une MAS [9].</i>	126
<i>Figure 4-14 : Résultats de simulation de la répartition des puissances sur le cycle de propulsion.</i>	126
<i>Figure 4-15 : Structure d'alimentation dans le projet MADA-SIC.</i>	127
<i>Figure 4-16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA de puissance de 30kW sur un cycle classique.</i>	128
<i>Figure 4-17 : Répartition des fréquences dans les courants de la machine.</i>	129
<i>Figure 4-18 : Profil de propulsion transmis par ECA-Electrnavale.</i>	129
<i>Figure 4-19 : Résultats de simulation sur cycle ECA.</i>	130
<i>Figure 4-20 : Caractéristiques statique de la diode et modélisation sous EXCEL.</i>	131
<i>Figure 4-21 : Modélisation de v_{ceon} en fonction du courant I_{on} pour la diode.</i>	132
<i>Figure 4-22 : Modélisation de E_{on} en fonction du courant I_c pour l'IGBT.</i>	133
<i>Figure 4-23 : Modélisation de E_{off} en fonction du courant I_c pour l'IGBT.</i>	133
<i>Figure 4-24 : Modélisation de E_{rr} de la diode en fonction du courant I_c.</i>	134
<i>Figure 4-25 : Puissance d'entrée statorique.</i>	134
<i>Figure 4-26 : Pertes dans l'onduleur statorique poules modulateurs SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6.</i>	135
<i>Figure 4-27 : Pertes dans le convertisseur statorique pour les modulations discontinues.</i>	136
<i>Figure 4-28 : Pertes dans l'onduleur statorique pour les modulateurs SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6.</i>	137
<i>Figure 4-29 : Pertes dans l'onduleur statorique pour les modulateurs DPWMIN, DPWMAX, DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3.</i>	138
<i>Figure 4-30 : Pertes dans l'onduleur statorique pour la DDTC.</i>	139
<i>Figure 4-31 : Pertes dans l'onduleur statorique pour la DDTC-SVM.</i>	139
<i>Figure 4-32 : Principe de la génération des bruits acoustiques et vibratoires.</i>	141
<i>Figure 4-33 : Dispositif de mesure des bruits vibratoires et acoustiques.</i>	142
<i>Figure 4-34 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour SPWM et SVPWM.</i>	143
<i>Figure 4-35 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour THIPWM4 et THIPWM6.</i>	143
<i>Figure 4-36 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour DPWMIN et DPWMAX.</i>	144
<i>Figure 4-37 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3.</i>	145
<i>Figure 4-38 : Spectres des courants dans la commande par mode de glissement associée à SPWM et SVPWM.</i>	146
<i>Figure 4-39 : Spectres des courants dans la commande par mode de glissement avec THIPWM4 et THIPWM6.</i>	146
<i>Figure 4-40 : Spectre des courants dans la commande par mode de glissement et DPWMIN et DPWMAX.</i>	147

<i>Figure 4-41 : Spectres des courants statoriques et rotoriques des DPWM0 et DPWM1 avec la commande par mode de glissement.</i>	<i>147</i>
<i>Figure 4-42 : Spectres des courants statoriques et rotoriques des DPWM2 et DPWM3 avec la commande par mode de glissement.</i>	<i>148</i>
<i>Figure 4-43 : Principe utilisé pour la génération de la MLI déterministe.....</i>	<i>148</i>
<i>Figure 4-44 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour RPWM.</i>	<i>149</i>
<i>Figure 4-45 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour la DDTC.</i>	<i>149</i>
<i>Figure 4-46 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour la DDTC.</i>	<i>149</i>
<i>Figure 5-1 : Schéma général du dispositif expérimental.....</i>	<i>153</i>
<i>Figure 5-2 : Photo du banc moteur disponible au laboratoire LAPLACE.....</i>	<i>155</i>
<i>Figure 5-3 : Photo du module IGBT utilisé.</i>	<i>157</i>
<i>Figure 5-4 : Coté statorique de l'alimentation.....</i>	<i>157</i>
<i>Figure 5-5 : Répartition des taches dans le système de commande.</i>	<i>158</i>
<i>Figure 5-6 : Schéma décrivant la communication entre les cartes.....</i>	<i>160</i>
<i>Figure 5-7 : Interface graphique utilisée.</i>	<i>161</i>
<i>Figure 5-8 : Photo de la maquette de 4kW.....</i>	<i>162</i>
<i>Figure 5-9 : La poussée et le couple hydrodynamique de charge.....</i>	<i>163</i>
<i>Figure 5-10 : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle à orientation du flux statorique.</i>	<i>163</i>
<i>Figure 5-11 : Résultats expérimentaux : (a) Courant statorique , (b) Courant rotorique.</i>	<i>164</i>
<i>Figure 5-12 : Résultats expérimentaux : (a) vitesse de référence et réelle, (b) Couple de charge et électromagnétique, (c) Flux statoriques , (d) Flux rotoriques.</i>	<i>165</i>
<i>Figure 5-13 : Résultats expérimentaux : (a) vitesse de référence et réelle, (b) Couple de charge et électromagnétique, (c) Flux statoriques , (d) Flux rotoriques.</i>	<i>165</i>
<i>Figure 5-14 : Résultats expérimentaux des modulateurs : (a) SPWM, (b) SVPWM, (c) THIPWM4 , (d) THIPWM6.</i>	<i>166</i>
<i>Figure 5-15 : Résultats expérimentaux : (a) DPWMIN, (b) DPWMAX, (c) DPWM0 , (d) DPWM3.</i>	<i>167</i>
<i>Figure 5-16 : Codage de la porteuse à fréquence fixe.....</i>	<i>167</i>
<i>Figure 5-17 : Les signaux de commande pour une porteuse à fréquence fixe.....</i>	<i>168</i>
<i>Figure 5-18 : Les signaux de commande pour une porteuse à fréquence aléatoire</i>	<i>168</i>
<i>Figure 5-19 : La MADA à 30kW</i>	<i>169</i>
<i>Figure 5-20 Pont onduleur de chez ARCEL.</i>	<i>170</i>
<i>Figure 5-21 Connexion des cartes de contrôle commande avec le banc de 30kW.</i>	<i>171</i>
<i>Figure 5-22 Banc expérimental disponible chez ECA-Electronavale.....</i>	<i>171</i>
<i>Figure 5-23 Résultats expérimentaux de la MADA de 30kW.</i>	<i>172</i>

Liste des tableaux

Tableau 1-1 : Caractéristique de la propulsion hybride.	33
Tableau 3-1 : Table de commutation (Associé au comparateurs à hystérésis à seuil nul).....	104
Tableau 4-1 : Pertes pour les différents modulateurs avec la commande vectorielle	136
Tableau 4-2 : Pertes pour les différents modulateurs avec la commande par mode de glissement.....	138
Tableau 5-1 : Les caractéristiques de la MADA de puissance 4kW.....	154
Tableau 5-2 : Données techniques de ma MCC.....	155
Tableau 5-3 : Caractéristiques du codeur incrémental.....	155
Tableau 5-4 : Données techniques du variateur ATV-18D12N4.....	156
Tableau 5-5 : Données techniques du redresseur.....	156
Tableau 5-6 : Données techniques du module IGBT.....	157

Glossaire, Notations et définitions

Variables associées à l'hélice et son environnement

α	Angle d'attaque des pales de l'hélice [rad]
β	Angle d'incidence des pales de l'hélice [rad]
$\Delta\beta$	Coefficients des flux [S.U]
η	Rendement de l'hélice [S.U]
γ	Coefficient de masse [S.U]
λ_Q	Rapport entre le couple hydrodynamique et le carré de la vitesse de rotation de l'hélice [N.m/(rad/s) ²]
λ_T	Rapport entre le couple hydrodynamique et le carré de la vitesse de rotation de l'hélice [N/ (rad/s) ²]
$\lambda_{T/Q}$	Rapport entre la force de poussée et le couple hydrodynamique [m ⁻¹]
ν	Viscosité de cinématique de l'eau $\nu = 1.2 \text{ pm}^2/\text{s}$ à 15° C.
Ω	Vitesse de rotation de l'hélice [rad/s]
ϕ	Pas angulaire de l'hélice [rad]
ρ	Densité de l'eau [kg/m ³]
a	Surface du disque de l'hélice [m ²]
C_{Dmax}	Valeur maximale de $f_D(\alpha)$ [S.U]
C_{Lmax}	Valeur maximale de $f_L(\alpha)$ [S.U]
d	Diamètre de l'hélice [m]
D	Trainée des pales de l'hélice [N]
$f_D(\alpha)$	Caractéristiques de la trainée [S.U]
$f_L(\alpha)$	Caractéristiques de la portance [S.U]
l	Longueur de conduit de l'hélice [m]
L	Portance des pales de l'hélice [N]
n	Vitesse de rotation de l'hélice [tr/s]
<i>Pas</i>	Pas de l'hélice [m]
p_d	Pression du fluide juste en aval de l'hélice [P _a]
p_u	Pression du fluide juste en amont de l'hélice [P _a]
Q	Couple hydrodynamique [Nm]
r	Rayon de l'hélice [m]
R_d	Nombre de Reynolds [S.U]
T	Poussée du propulseur [N]
\vec{V}	Vecteur vitesse du fluide au centre de la poussée de la pale
$\ \vec{V}\ $	Norme du vecteur vitesse [m/s]
v_a	Vitesse axiale ambiante du fluide [m/s]
v_p	Vitesse axiale du fluide qui traverse le disque de l'hélice [m/s]
v_w	Vitesse axiale du fluide loin en aval de l'hélice [m/s]

Variables associées à la machine

p	Nombre de paires de pôles
L_s	Inductance propre statorique
L_r	Inductance propre rotorique
M_{sr}	Inductance mutuelle entre stator et rotor
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
σ	Coefficient de dispersion
J	Inertie de la machine

C_r	Couple de charge
C_{em}	Couple électromagnétique
C_{emref}	Couple électromagnétique de référence
f	Coefficient de frottement visqueux
Ω	Vitesse de rotation mécanique
Ω_{ref}	Vitesse de rotation de référence
ω	Vitesse de rotation électrique
ω_s	Pulsation statorique
ω_r	Pulsation rotorique
θ	Position angulaire électrique du rotor de la machine
θ_s	Phase du flux statorique par rapport au stator
θ_r	Phase du flux rotorique par rapport au rotor
γ	Angle du couple
P_s	Puissance transitée par le stator
P_r	Puissance transitée par le rotor
P_{mec}	Puissance mécanique de la machine

Variables liées aux onduleurs

E_s	Tension bus continu du convertisseur côté stator
E_r	Tension bus continu du convertisseur côté rotor
S_{123}^s	Signaux de commande pour convertisseur côté stator
S_{123}^r	Signaux de commande pour convertisseur côté rotor

Variables liées aux courants et tensions

I_{s123}	Courants de phase du côté stator
I_{r123}	Courants de phase du côté rotor
V_{s123}	Tensions de phase du côté stator
V_{r123}	Tensions de phase du côté rotor
$i_{sa\beta}$	Composantes de courant biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$i_{ra\beta}$	Composantes de courant biphasées rotoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor
$v_{sa\beta}$	Composantes de tension biphasées statoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$v_{ra\beta}$	Composantes de tension biphasées rotoriques dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor

Variables liées aux flux

Φ_s	Module du flux statorique
Φ_r	Module du flux rotorique
Φ_{s123}	Composantes triphasées de flux statorique
Φ_{r123}	Composantes triphasées de flux rotorique
Φ_{sref}	Module de référence du flux statorique
Φ_{ref}	Module de référence du flux rotorique

θ_{sref}	Phase de référence du vecteur flux statorique
θ_{rref}	Phase de référence du vecteur flux rotorique
$\Phi_{s123ref}$	Composantes de référence du flux statorique
$\Phi_{r123ref}$	Composantes de référence du flux rotorique
$\Phi_{s\alpha\beta}$	Composantes biphasées du vecteur flux statorique dans le repère $\alpha\beta$ lié au stator
$\Phi_{r\alpha\beta}$	Composantes biphasées du vecteur flux rotorique dans le repère $\alpha\beta$ lié au rotor

Variables liées au régulateur de vitesse

K_p	Gain de l'action proportionnelle
K_i	Gain de l'action intégrale
ζ	Coefficient d'amortissement
ω_n	Pulsation propre

Abréviations et acronymes

MADA	Machine Asynchrone à Double Alimentation
MCC	Machine à Courant Continu
MAS	Machine Asynchrone à cage
PI	Régulateur Proportionnel Intégral
IP	Régulateur PI sans zéro
CAN	Convertisseur Analogique Numérique
CDC	Commande Directe de Couple
DSP	Digital Signal Processor
FPGA	Field Programmable Gate Array
IGBT	Insulated Gate Bipolar transistor
DC	Direct current
DID	Détection et Isolation d'un Défaut
R	Reconfiguration
ATO	Angle Tracking Observer

Définitions

Angle d'attaques des pales de l'hélice : C'est l'angle entre la corde de la pale et le vecteur vitesse du fluide \vec{V} .

Angle d'incidence des pales de l'hélice : C'est l'angle entre le vecteur vitesse du fluide \vec{V} et l'axe de l'hélice.

Caractéristique de la portance : Cette Caractéristique varie avec l'angle d'attaque α et permet de déterminer la portance L des pales.

Caractéristique de la trainée : Cette Caractéristique varie avec l'angle d'attaque α et permet de déterminer la portance D des pales.

Cavitation : Phénomène de vaporisation du liquide.

Coefficient du flux : Ce coefficient, théoriquement égale à 2, est lié au rapport de vitesse entre v_p et v_w .

Couple hydrodynamique : C'est le couple généré par le fluide sur les pales de l'hélice.

Pas angulaire de l'hélice : C'est l'angle entre la corde de l'hélice et la perpendiculaire à l'axe de l'hélice.

Pas de l'hélice : Distance théorique parcourue par l'hélice à rendement unitaire.

Portance des pales : C'est une force perpendiculaire au vecteur vitesse du fluide \vec{V} et contenue dans un plan perpendiculaire à la pale de l'hélice considérée.

Poussée du propulseur : C'est la force qu'exercent les pales de l'hélice sur le fluide.

Propulseur : ensemble constitué d'une machine électrique, d'une hélice, d'un arbre de transmission.

Trainée des pales de l'hélice : C'est une force de même direction et de même sens que le vecteur vitesse du \vec{V} fluide, qui a tendance à ralentir la vitesse des pales.

Introduction Générale

A travers l'histoire de la construction navale, souvent, le défi fût dans la manière de construire le navire autour d'un système de propulsion. C'est encore vrai avec les systèmes actuels où les grands acteurs de ce domaine veillent à l'amélioration des performances des architectures de propulsion.

Dans les secteurs navals, civils ou militaires, un effort conséquent a été réalisé ces dernières années pour rendre les systèmes de propulsion moins lourds et moins encombrants. Ainsi, les navires intègrent de plus en plus de « solutions électriques ». Le navire tout électrique s'impose peu à peu comme une solution et une finalité pour la plupart des armateurs. De plus, la propulsion électrique bénéficie d'un effet de mode, les flottes militaires s'inspirèrent du marché civil, tout comme le secteur de croisière qui a basculé pour ce type de motorisation.

Ce domaine a su profiter des progrès dans les domaines de l'électronique de puissance (avec l'arrivée des nouveaux composants et les structures de puissance), de l'électronique de commande des calculateurs ainsi que de nouvelles structures de moteur de propulsion (moteur à flux transverse, moteurs supraconducteurs...). La combinaison de toutes ces avancées a permis de concevoir des architectures de propulsion fiables, robustes, plus performantes et moins coûteuses.

Pour améliorer les systèmes de propulsion des navires, les chercheurs et les industriels ont adopté deux démarches. L'une d'entre elles, repose sur l'amélioration des structures des moteurs d'entraînement déjà existantes. A ce titre, des travaux de thèse ont été réalisés par Lateb [1] avec l'objectif d'évaluer l'utilisation des machines synchrones et asynchrone avec à partir d'un cahier de charge typique de la propulsion navale. Il ressort de cette étude par rapport aux critères de type ondulations et pulsations du couple, pertes, encombrement et une comparaison technico-économique que :

- les machines synchrones à aimants permanents sont plus performantes de point de vue du couple massique, de pulsations du couple et des pertes,
- l'encombrement des machines asynchrones retenues pour la propulsion navale est plus important (+15%) que celle des machines synchrones,
- le coût d'acquisition des moteurs asynchrones mais aussi leur excellente fiabilité associée à une facilité de maintenance sont les principaux aspects qui militent en faveur de cette solution dans les systèmes de propulsion navale.

Les résultats obtenus mettent donc en relief le fait que les machines asynchrones peuvent remplacer les machines synchrones à aimants permanents pour un domaine de forte puissance et basses vitesses dans certaines applications ciblées.

L'autre démarche quant à elle, consiste à introduire de nouvelles topologies de machine et système de contrôle pour répondre aux contraintes imposées par la propulsion navale. Avec une réflexion simple : *comment améliorer les systèmes de propulsion sans pour autant perdre ni en rendement ni en puissance du système tout en gardant la fiabilité la meilleure possible ?*

Problématique et motivations

La propulsion est le principal contributeur à la consommation énergétique d'un navire. En fonction du profil de croisière, la part propulsion représente entre 50% et 75% de l'énergie consommée, suivie ensuite par les consommateurs hors propulsion. A titre d'exemple, pour un bâtiment de 22000 T, les besoins en énergie sont : $2 \times 2,7$ MW pour la propulsion principale, 2×1 MW pour la propulsion auxiliaire et 2×1 MW pour le conditionnement d'air.

Des récentes études [2] ont montré que la phase d'utilisation du navire est responsable de 80% de l'impact environnemental sur son cycle de vie, du fait de sa consommation de carburant et des émissions CO₂. De tels résultats montrent l'impérieuse nécessité de mettre en place une meilleure gestion énergétique avec les différentes sources énergétiques qui remplacent les énergies fossiles.

A l'heure actuelle, les études concernant les améliorations des performances des systèmes de propulsion navale sont fortement orientées vers le domaine de la conception des objets la constituants [1] [2] [3] [4]. En effet, ces travaux investiguent la structure des systèmes à la recherche d'un meilleur rendement lors de la phase de conception du navire. Une voie innovante consiste à associer à cette optimisation dite par « conception », une meilleure gestion énergétique avec une mise en place en temps réel d'un outil de décision **pour la gestion de la loi de commande à appliquer. Dans ce cas on peut parler de l'optimisation de l'efficacité énergétique par la stratégie de commande.**

Ce travail de recherche s'inscrit dans cette voie et constitue le fruit d'une collaboration dans le cadre du projet MADA-SiC. La Direction Générale d'Armement (DGA) a souhaité expérimenter une solution novatrice avec l'emploi de **la machine asynchrone à double alimentation (MADA) comme machine de propulsion**, associée à des convertisseurs d'alimentation à base de carbure de silicium (SiC).

L'étude complète porte donc sur deux axes :

- Le premier axe est conceptuel et concerne la caractérisation comportementale des composants SiC, qui ne sont pas industrialisés à l'heure actuelle. Plusieurs programmes de recherche lancés par la DGA [5] [6] sur la réalisation et l'optimisation des étapes technologiques pour la fabrication de composants de puissance en carbure de silicium,
- Le second axe est de mettre en œuvre une MADA à des fins de propulsion avec une répartition de puissance entre stator et rotor unitaire. Ce concept innovant répond à une exigence formulée par la stratégie commande suite aux études antérieures menées au sein du laboratoire LAPLACE [7] [8] [9] et qui ont suscité l'intérêt de la DGA vers ce type de machine.

Les compétences des tous les partenaires du Consortium formé autour du projet MADASIC ont été réparties entre trois sociétés et deux laboratoires de recherche. Le laboratoire Ampère de Lyon et la société IBS ont été chargés de la conception des composants SiC et la société CIRTEM de les intégrer dans des convertisseurs. Le laboratoire LAPLACE de Toulouse a été chargé du développement des lois de commande de la machine conçue par ECA-EN permettant le fonctionnement énergétiquement efficace et garantissant les performances statiques et dynamiques imposées par le cahier des charges.

Structure de la thèse

Les objectifs de ces travaux de thèse, constitués en cinq chapitres, peuvent se résumer en quatre problématiques essentielles:

- La première concerne la modélisation d'un propulseur constitué essentiellement d'une MADA, comme moteur de propulsion, associée à une charge qui est une hélice à trois pales symétriques.
- La suivante est dédiée à la conception, la réalisation et la validation des lois de pilotage, linéaires et non linéaires, sur le système respectant le critère de répartition de puissances entre le stator et le rotor de la MADA.
- Un autre objectif étudié dans cette thèse concerne la fiabilité du fonctionnement du propulseur en présence des défauts des éléments constituant son architecture.
- Enfin nous avons comparé les différentes lois de pilotage par rapport *aux pertes énergétiques, les bruits acoustiques et vibratoires*.

Le premier chapitre est consacré à l'état de l'art des systèmes conventionnels de propulsion navale. Un tour d'horizon sur les divers types de propulsion sera réalisé avant de focaliser l'étude sur la propulsion tout-électrique, le thème dans lequel nous nous situons. Différentes associations « machine-hélice » seront décrites avant d'orienter notre étude sur un aspect qui nous sert de comparaison « moteur de propulsion-convertisseurs ». La MADA est introduite en fin de ce chapitre. L'intérêt et les degrés de liberté apportés par la MADA en fonctionnement moteur seront évoqués et discutés.

Le deuxième chapitre sera destiné à la modélisation des processus de propulsion navale. Il s'agira en premier lieu de modéliser la MADA dans les différents repères, ainsi que de donner les différents modèles hydrodynamiques de l'hélice de propulsion. Dans ce chapitre les modèles les plus utilisés dans la littérature seront décrits. Nous insisterons sur un modèle du régime permanent, couramment utilisé, et qui lie par une fonction linéaire, la poussée et le couple du moteur. Un modèle, encore plus fin, qui applique le principe de la trainée et de la portance d'une aile d'avion, aux pales de l'hélice sera ensuite présenté.

Les principales lois de commande utilisées pour piloter la MADA seront présentées dans le troisième chapitre. Les résultats de simulation dans l'environnement *SABER* seront fournis et commentés. Une autre partie de ce chapitre sera dédiée à la redondance et à la reconfiguration du système utilisant la MADA alimentée par deux onduleurs. Précisons que cette double alimentation par les deux onduleurs présente une redondance structurelle naturelle de la MADA du fait que ces deux onduleurs sont utilisés dans le cas d'un fonctionnement en mode sain. A cette redondance structurelle, vient on peut ajouter une redondance analytique qui sera introduite pour assurer une continuité de service en présence d'un défaut.

Dans le quatrième chapitre, Etude pour la réduction des pertes dans les onduleurs et des bruits acoustiques et vibratoires sera réalisée. Nous introduirons les commandes évoquées dans le troisième chapitre avec le modèle inverse des propulseurs établis dans le deuxième chapitre. En partant d'un modèle d'estimation des pertes par commutation et par conduction, une décision de choix de la stratégie de commande et de la méthode MLI associée sera effectuée par une étude comparative le critère des pertes. Enfin, un problème qui apparaît lors de l'association « Machine-convertisseurs » et auquel les militaires donnent de plus en plus

d'importance est celui des bruits acoustiques et vibratoire. Une comparaison entre les lois de pilotage basée sur une étude sous la contrainte bruit acoustique et vibratoire sera donc décrite.

Finalement, le cinquième chapitre présente les deux bancs expérimentaux mis en œuvre pour valider les stratégies de contrôle testées en simulation. La description détaillée des différentes parties constituant de ces deux bancs sera donnée. Une validation des émulateurs de propulsion déjà modélisés dans le deuxième chapitre sera présentée.

Une conclusion générale, qui reprendra de manière synthétique les différents points étudiés lors de cette thèse et qui développera des perspectives de recherche, clôturera ces travaux.

Chapitre 1

Généralités sur les systèmes de propulsion navale

1.1 Introduction

Dans ce premier chapitre, nous allons aborder les développements technologiques récents dans le domaine de la propulsion navale. Dans un premier temps, nous donnerons un bref historique de l'évolution des architectures des systèmes de propulsion navale, nous décrirons les avantages d'un type de propulsion électrique et nous les comparerons à ceux de la propulsion mécanique.

Pour bien situer notre étude, il serait judicieux de citer les systèmes de propulsion électrique déjà éprouvés par les grands constructeurs avec les motorisations utilisées. Une prospection des topologies des moteurs utilisés sera présentée et complétée par une analyse en termes de performance et d'encombrement qui restent des critères décisifs pour ce type d'application embarquée. Cette analyse nous servira de point de comparaison avec la solution que nous proposerons ultérieurement à la fin de ce chapitre.

Depuis l'arrivée de l'électronique de puissance dans les divers domaines industriels, à l'exemple de la diode à la fin des années 1950 et du thyristor de puissance au début des années 1970, ceci a permis la réduction du poids des équipements et l'augmentation des exploitations des systèmes électriques dans la propulsion navale.

L'amélioration d'une part des structures des moteurs, des composants de puissance et les structures associées d'autre part, ont donné naissance à de nouvelles associations qui ont révolutionné le monde de la propulsion navale.

Il est à noter qu'il n'existe pas une configuration standard à adopter dans les systèmes de propulsion navale, des critères formulés par l'architecte naval de type : la gamme de vitesse, le couple ou la puissance, le poids et le coût restent les éléments clés de choix d'une structure à une autre.

L'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation comme machine de propulsion constitue une solution novatrice. Avant de présenter les avantages apportés par celle-ci, nous citerons les plus grands domaines où la machine asynchrone est très répandue. Une architecture du système proposée sera bien détaillée par la suite dans la section 3.

La fiabilité représente un aspect inhérent à certaines applications telles que l'aéronautique et le spatial. La marine ne dérogeant pas à la règle, nous avons donc veillé à la prise en compte de cet aspect dans le système proposé.

1.2 Généralités sur la propulsion navale

Les engins marins (bateau de plaisance, navire scientifique, de pêche ou de commerce, bâtiment militaire, sous-marin, drone) font appel à différents modes de propulsion pour se déplacer sur ou sous les mers qui sont :

- Une force naturelle à l'état brut (courant marin par exemple),
- Un système mécanique et aérodynamique embarqué transformant une énergie extérieure (voile et force du vent),
- Un système mécanique embarqué transformant lui-même une énergie embarquée (aviron et force musculaire, hélice et couple du moteur...).

Plusieurs modes de propulsion existent, parmi lesquels nous citerons :

- La propulsion humaine : Le principe repose sur la force musculaire humaine pour se déplacer sur l'eau,
- La propulsion vélique : le principe consiste à utiliser la force générée par le vent comme moteur pour propulser le véhicule grâce aux voiles (propulseurs). Ce système est surtout présent dans les bateaux de course (monocoques ou multicoques) ou les engins de plage,
- La propulsion motorisée : représente le plus répandu des systèmes de propulsion. Il consiste à actionner un propulseur couplé à un moteur. Ce moteur est chargé de transformer l'énergie primaire du combustible en énergie mécanique et/ou électrique. Il est souvent couplé à une ou plusieurs hélices.

La propulsion motorisée est le thème d'étude qui nous concerne et nous allons tenter d'énumérer les différentes technologies les plus utilisées dans les systèmes de propulsion navale.

1.2.1 La propulsion purement thermique

Le principe repose sur un moteur thermique entraînant directement les hélices. Ce mode de propulsion est très bien adapté pour les porte-conteneurs opérant sur une mer régulière avec une charge nominale car les moteurs diesels sont connus pour être optimisés pour un point de fonctionnement. Ils sont également renommés pour leur furtivité électromagnétique comme la frégate de type La Fayette présentée dans la Figure 1-1 [10].



Figure 1-1 : Frégate de type LA FAYETTE [10]

Ces moteurs de cette frégate permettent l'amélioration des rendements, la réduction du volume des machines mais ce mode de propulsion a des performances qui diminuent avec la variation de la charge sur le moteur ou en présence d'une mer houleuse, ce qui vient causer [11] :

- Une dégradation du rendement et un encrassement à faible vitesse,
- Une dégradation du rendement (faible charge à vitesse nominale),
- Un vieillissement accéléré.

Par ailleurs, ce type de propulsion présente d'autres inconvénients. En effet, l'épuisement des réserves de pétrole, la préservation de notre environnement qui est devenue un enjeu majeur du XXI siècle et l'augmentation continue du prix des matières fossiles ont incité les constructeurs à abandonner le mode de propulsion thermique pour les inconvénients suivants :

- propulsion bruyante,
- mauvaise flexibilité impliquant l'utilisation d'hélices à pales orientables,
- mauvais comportement de la propulsion aux faibles régimes.

1.2.2 Du tout thermique à la propulsion hybride

Les navires à propulsion hybride sont des navires qui fonctionnent grâce à deux sources d'énergie. Les deux principaux types de propulsion hybride actuellement sur le marché sont les propulsions mixtes thermique-électrique et thermique-éolien [12].

La propulsion hybride est une solution alternative qui permet de réduire la consommation de pétrole et donc les coûts d'exploitation comparant à la propulsion purement thermique. Mais ceci n'est pas le seul objectif, l'hybridation permet d'apporter de nouvelles fonctionnalités :

- Une propulsion électrique pure silencieuse,
- Une réponse très rapide de la commande en poussée de l'hélice,
- Une inversion de la poussée de l'hélice simple,
- Un stockage plus important d'énergie électrique à bord, si le navire a des voiles, et une récupération d'énergie par l'hélice,
- Un placement de la motorisation thermique sans contrainte de ligne d'arbre, ce qui permet un meilleur calfeutrage des bruits et une meilleure répartition des masses,
- Une utilisation de l'hélice dans un POD, nacelle orientable sous-marine, ce qui permet une meilleure manœuvrabilité.

Les premières initiatives des remorqueurs de type propulsion hybride ont été lancées par l'armée américaine par « Carolyn Dorothy » en janvier 2009 [13] [2].

Le motoriste autrichien Steyr a mis au point une propulsion hybride (prix de l'innovation, décernée par l'Association des professionnels américains du nautisme. En intégrant un générateur Steyr dans le volant moteur, le bateau dispose de deux modes de propulsion. Un mode thermique issu d'un moteur diesel et un mode électrique intégré. Ce dernier mode permet le déplacement du bateau en douceur, sans bruit ni odeur, et booste le moteur diesel à l'accélération, ce qui réduit le temps de déjaugage et la consommation [13].

Longtemps, la propulsion diesel-électrique a été réservée à des navires prestigieux ou très spéciaux : paquebots, navires océanographiques, baliseurs, brise-glace. Il s'agissait avant tout

d'offrir une grande souplesse de manœuvre et/ou un silence de fonctionnement appréciable. En contrepartie, il fallait s'accommoder d'une installation coûteuse à l'achat et aussi à l'usage, en raison du rendement propulsif global plus faible d'une transmission électrique par rapport à une solution diesel « direct ».

Si la propulsion diesel-électrique est loin de pouvoir détrôner le diesel direct sur les grands navires de long cours, il n'en est pas de même en offshore, où la demande des armateurs a fortement augmenté. Ces navires sont en effet souvent amenés à naviguer dans des conditions très variées.

L'exemple contemporain le plus célèbre de la propulsion par hybridation est le paquebot nommé « le QueenMarry II» (Figure 1-2) équipé de :

- Deux turbines à gaz de puissance 25.1 MW,
- Deux alternateurs diesel de 16.7 MW,
- Quatre hélices de propulsion de type POD d'une puissance totale de 86MW.



Figure 1-2 : Queen Marry II [internet]

Tableau 1-1 : Caractéristique de la propulsion hybride.

Aspects environnementaux	Faisabilité techno-économique	Acceptabilité sociale
+Moins d'émissions gazeuses +Réduction de la consommation du carburant	+Adaptée à certains secteurs : <ul style="list-style-type: none"> • Remorquage • Offshore • Plaisance +Gestion de puissance intéressante -Nécessite des installations supplémentaires -coût d'achat	Système de propulsion intéressant car il permet de garder les performances du moteur thermique quand c'est nécessaire

Le tableau 1-1 présente les avantages et inconvénients de la technologie hybride comparés à technologie purement thermique.

1.2.3 Le tout électrique

Aujourd'hui plus qu'hier, tous les secteurs militaires et civils - qu'ils soient maritimes, terrestres, aériens ou spatiaux - font de plus en plus appel à l'électricité, plus fiable, plus souple, pour assurer les fonctions majeures de mobilité et d'évolution [1]. Cette électrification tous azimuts se traduit d'une part par la conception de nouveaux équipements (moteurs, actionneurs, convertisseurs, électroniques, composants électroniques) et, d'autre part par le développement de sources d'énergie statique (électrochimiques, piles à combustible, supercondensateurs) et dynamique (génératrices et alternateurs).

Dans le domaine maritime, avec les contraintes environnementales qui deviennent de plus en plus sévères, la solution électrique est un axe vers lequel se sont fortement orientés les architectes navals et les concepteurs des systèmes énergie propulsion [2] [14]. Le confort, la souplesse d'exploitation et de pilotage, ainsi que la gestion de l'énergie avec, en prime, une économie substantielle sur le coût de fonctionnement [15], sont le cœur de la recherche dans la propulsion. Pour les bâtiments de combat, l'expression « tout électrique » implique également les avantages de discrétion, de souplesse, de fiabilité et de facilité de la gestion d'énergie, la possibilité d'intégration des futures armes électriques ainsi que d'utilisation de nouvelles sources d'énergie électrique [15]. C'est la Royal Navy sous l'impulsion de Rolls Royce qui a été la première à mettre en œuvre cette technologie en 2006 sur leurs destroyers de type 45 nommé HMS Daring montré dans la Figure 1-3.



Figure 1-3 : HMS Daring [15]

D'une manière générale, les finalités recherchées dans la propulsion tout électrique sont principalement :

- Une grande souplesse architecturale à la conception et à la construction du navire, avec un meilleur aménagement pouvant aller jusqu'à la suppression de toute ligne d'arbre,
- Une plus grande souplesse de mise en œuvre (manœuvrabilité, temps de réponse, reconfiguration),
- Une amélioration de la disponibilité des installations (réseaux électriques)
- Un allègement de la logistique et de la maintenance sur le diesel,
- Une réduction du coût de la puissance installée,
- Une réduction du niveau de vibration transmis à la structure du navire et une amélioration du confort.

De plus, il ne faut pas le cacher, la propulsion électrique bénéficie est considéré comme l'originalité du moment. Les flottes militaires s'inspirent du marché du civil comme le secteur de la croisière qui a basculé vers ce type de motorisation. Plusieurs acteurs de la propulsion navale ont adopté cette solution à l'image d'US Navy pour ses futurs destroyers de type DDG 1000. Ces gros bâtiments, prévus pour rentrer en service à l'horizon 2014, quatre turbines à gaz de chez Rolls Royce qui doivent alimenter les moteurs de propulsion fournis par Converteam [15].

Certaines finalités restent et concernent spécialement les navires de guerre :

- Une réduction des signatures acoustique, infrarouge, électromagnétique,
- Une réduction de la vulnérabilité (répartition des moyens de production).

Les armateurs ne se sont pas arrêtés là et se sont dirigés vers l'amélioration de leurs systèmes profitant des études menées dans le domaine de l'hydrodynamiques des propulseurs [16] [17], de différentes études sur les motorisations [1] [3] [18] [19], et les progrès atteints dans les domaines des composants et des structures d'électronique de puissance [20] [21], ont par ailleurs donné naissance à de nouvelles associations pour propulser les navires avec une certaine efficacité.

1.3 Association hélice/moteur électrique pour la propulsion navale

Dans ce qui suit, nous allons présenter les principales architectures hélice /moteur mises en œuvre pour la propulsion navale. Il est important de distinguer deux grandes technologies des systèmes propulsifs : il s'agit d'une part des architectures dont le moteur est intégré à l'intérieur de la coque du navire, et d'autre part de celles dont le moteur est à l'extérieur de la coque et donc placé dans la nacelle émergée au même titre que l'hélice (POD).

1.3.1 Propulseur de type Azimutal

Les propulseurs électriques de type azimutal (Figure 1-4) viennent dans la continuité du propulseur conventionnel dont le principe est de loger le moteur dans la coque d'un navire avec un éventuel réducteur. L'idée avec le propulseur azimutal est d'utiliser le système propulsif comme moyen de manœuvre afin de supprimer le gouvernail. Ces systèmes sont répandus dans la navigation civile bien que limités en puissance et restent considérés comme des générateurs de bruit [22].



Figure 1-4 : Propulseurs de type Azimutal.

1.3.2 Propulseur de type POD

Le principe est que l'électronique aide l'hydrodynamique. L'idée de base consiste à loger le moteur électrique de propulsion, jusqu'à la intégré dans la coque, dans une nacelle appelée **POD** (Propulsors with Outboard Drives) fixée sous la coque et à l'extérieur du navire, entraînant une hélice à pas fixe. Il donne la possibilité d'atteindre des puissances bien plus importantes qu'avec des propulseurs azimutaux classiques, cette technologie offre plusieurs avantages [3] [23]:

- Une augmentation de la vitesse du navire,
- Une amélioration du rendement avec la suppression des engrenages,
- Une excellente manœuvrabilité avec des propulseurs pouvant être orientés à 360°,
- Un gain d'espace avec la suppression de la masse des machines à bord du navire,
- Une amélioration du confort avec la réduction des bruits acoustiques et des vibrations,
- Une réduction du temps de construction des navires,

A cela vient s'ajouter l'amélioration des performances surtout importantes dans le cas des navires militaires, à savoir :

- Meilleure discrétion,
- Amélioration du temps de montage et de remplacement sur les navires.

Le concept du POD, appliqué dans un premier temps à des navires de type brise-glace, connaît actuellement une croissance notable, surtout avec les progrès atteints dans les domaines de la commande et des structures des machines électriques. Notons le grand intérêt de ce type d'architecture sur les marchés de l'offshore et de la croisière à l'image de Bâtiment Pour le Combat (BPC) Mistral [24] et le Queen Mary II illustré sur la Figure 1-5, cette technologie s'appliquera vraisemblablement à d'autres types de navires tels que les navires de recherche.



Figure 1-5 : POD sur le Queenmarray [Source Converteam]

Néanmoins, la propulsion par POD souffre de l'immersion des moteurs qui rend difficile leur maintenance, cette technologie souffre également d'une mauvaise évacuation des pertes, et augmente ainsi l'échauffement de la machine mais diminue aussi le rendement de la machine [1].

1.3.3 Les hélices à entraînement circonférentiel « RIM DRIVEN »

Les premiers travaux sur la technologie RIM DRIVEN ont apparus il y a 70 ans en Allemagne. Ils se poursuivent encore aujourd'hui dans de nombreux pays.

Kort a déposé successivement deux brevets où il expliquait le principe de ces propulseurs [25] [26]. Celui-ci repose sur le fait que la machine électrique de propulsion est placée dans une tuyère à la périphérie dont les pales de l'hélice sont réunies par un anneau extérieur. L'hélice est maintenue par un arbre central ou bien par des paliers périphériques, les propulseurs équipés de cette technologie offrent les avantages :

- Augmentation du rendement des hélices en raison de la suppression de la gousse,
- Réduction des bruits acoustiques et des vibrations,
- Aucune perte d'énergie due au décalage entre la pale d'hélice et la paroi du canal.

Le principe d'un entraînement des hélices semble convaincre de nombreux acteurs de la propulsion navale. Par contre, le mode d'entraînement quant à lui reste très partagé : électrique direct, mécanique, au moyen d'engrenage ou encore hydraulique [3].

La propulsion par POD ou par la technologie RIM DRIVEN où un exemple est montré dans Figure 1-6 n'est pas récente. Mais il a fallu attendre la fin des années 80, avec l'arrivée des nouveaux matériaux (aimants permanents, matériaux ferromagnétiques) qui ont donné de nouvelles structures de machines, associés à des convertisseurs de puissance, pour donner des systèmes fiables et performants qui ont révolutionné le monde de la propulsion navale.



Figure 1-6 : Technologie RIM DRIVEN.

Il est un fait que les solutions électriques rivalisent avec les solutions mécaniques ou hydrauliques qui apparaissent globalement assez complexes tant du point de vue de la maintenance que de la fiabilité. En contrepartie, ces dernières ne sont pas limitées en puissance puisque le moyen d'entraînement reste situé dans la coque du navire et peut disposer d'un large volume. Les solutions électriques présentent une structure plus simple mais on peut s'interroger sur leurs niveaux de puissance. Les machines asynchrones à grand entrefer présentent des performances modestes, alors que le volume alloué à la machine est ici limité par la géométrie de la tuyère [1] [3].

1.4 Structures de machines déjà éprouvées en propulsion navale

Indépendamment de la technologie du moteur électrique utilisé, celui-ci a pour rôle de transformer l'énergie électrique en une énergie mécanique et de transmettre ainsi un mouvement de rotation avec une certaine puissance à l'hélice.

Le domaine de la propulsion navale comme tout domaine industriel a tiré profits des avancées technologiques apportées dans le domaine de l'électronique de puissance et la commande numérique, ce qui a permis d'assurer des commandes à vitesse variable.

Nous allons détailler certaines structures de machine et les topologies de convertisseurs qui leurs sont associées et déjà adoptées par les leaders de la construction navale, ce qui nous servira de point de comparaison avec la solution proposée et discutée tout au long de ce mémoire.

1.4.1 Machine à courant continu dans le domaine naval

On retrouve la trace des premières machines électrique dédiées à la propulsion navale au début du 20ème siècle, notamment pour les sous-marins qui étaient propulsés par des machines à courant continu. Le principe est de créer une interaction entre deux systèmes de bobines alimentées au rotor et au stator. Les bobines au stator sont fixes et créent un champ statique à l'intérieur des bobines alimentées qui aimante le matériau ferromagnétique qui interagit avec le champ du stator. L'alimentation des bobines rotoriques se fait de telle sorte que l'aimantation résultante dans le rotor soit orthogonale au champ stator. Ainsi, sur la matière aimantée du rotor, il s'exerce une force magnétique, résultat du couplage entre l'aimantation du fer rotorique et le champ stator. Ces forces produisent donc un couple sur le rotor qui est entraîné en rotation. De façon à garder le même sens de rotation, un collecteur permet de changer les sens des courants dans les conducteurs rotoriques tous les $\frac{1}{2}$ tours électriques.

Le moteur à courant à continu présentait quelques avantages relativement aux moteurs à vapeur qui le précédait, il offre :

- Une souplesse d'utilisation,
- Une discrétion en matière de bruits acoustiques,
- Une excellente tenue aux chocs.

En contrepartie, l'utilisation du moteur à courant continu présente de nombreux inconvénients, ce qui a poussé les équipementiers en marine à abandonner cette solution, citons notamment :

- Les contraintes de maintenance liées au collecteur,
- Le volume et la masse importants,
- Un courant de démarrage fort,
- L'alimentation sur batterie est un cas particulier dans les sous-marins [14].

Mais ceci est amené à changer. ABB, le géant Suédois vient de livrer le premier navire équipé d'un circuit électrique en mars alimentée en courant continu. Alors que sur les navires à propulsion électrique classiques, les hélices et systèmes de propulsion sont reliés au circuit à

courant alternatif par le biais de multiples branchements à courant continu, représentant plus de 80 % de la consommation d'énergie électrique, le réseau embarqué d'ABB lui distribue l'énergie via un seul et unique circuit à courant continu(CC).

L'un des avantages clés du système de réseau CC réside dans le fait que les moteurs du navire n'ont plus besoin de tourner à un régime fixe. Le régime peut ainsi être ajusté pour optimiser la consommation de carburant. En supprimant des organes encombrants tels que les transformateurs et les tableaux de commande, l'encombrement et le poids du système électrique peuvent être réduits de 30 %, dégageant ainsi de l'espace pour les passagers ou le chargement, tout en offrant une plus grande flexibilité dans le positionnement des composants du système à bord du navire [2]. Comme le témoigne la Figure 1-7, l'originalité du moment est les réseaux HVDC (High Voltage Direct Current) et MVDC (Medium Voltage Direct Current).



Figure 1-7 : Prototype d'ABB sur les réseaux HVDC. (Source ABB)

1.4.2 Machine Synchrone dans propulsion navale

La machine synchrone d'un point de vue du fonctionnement peut être considérée comme une machine à courant continu inversée. En effet un champ fixe est lié cette fois au rotor et le champ en rotation provient du stator. Le champ tournant à l'intérieur du stator est engendré par une disposition de bobines fixes au stator alimentées par un système de tensions alternatives triphasées. Ce champ tourne perpendiculairement à l'axe du moteur à une vitesse constante dite de synchronisme. Cette vitesse dépend de la fréquence d'alimentation des courants statoriques et du nombre de pôles de la machine.

Cette technologie se trouve très utilisée dans le domaine de la propulsion navale [1] [23]. Elle représente une solution d'avenir, en trouvant une application dans le domaine de la forte puissance. Elle se place en concurrente de la machine asynchrone de par sa compacité, sa grande souplesse architecturale et sa discrétion acoustique.

Aujourd'hui, la plupart des systèmes de propulsion par POD sont équipés de moteurs synchrones à rotor bobiné à double étoile [1], associés à deux onduleurs de courant. Cette association offre une redondance structurelle grâce à l'alimentation par deux onduleurs. Du côté moteur, et compte tenu du décalage des étoiles, les pulsations du couple sont réduites avec l'élimination des harmoniques à 6ω . Néanmoins certaines harmoniques à 12ω persistent et peuvent poser des problèmes d'ordre mécanique à basse vitesse.

L'inconvénient majeur des machines synchrones à rotor bobiné (Figure 1-8) comparés à la machine à aimants réside dans la complexité des systèmes d'excitation de ces machines, qui parfois jouent sur la compacité du système en général.

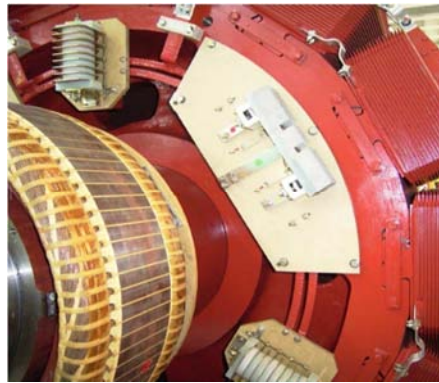


Figure 1-8 : Vue d'un rotor bobiné d'un moteur synchrone.

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) présentent l'avantage de ne pas nécessiter de systèmes d'excitation encombrants au rotor. Les pertes Joules dues au rotor bobiné sont ainsi éliminées. A cela s'ajoute la possibilité d'augmenter assez facilement le nombre de pôles de la machine. De ce fait, les MSAP sont plus compactes que leurs homologues à rotor bobiné et représentent une solution novatrice et pertinente dans la propulsion navale où la contrainte d'espace joue un rôle vital. Relativement à [27], une MSAP de fort couple présente une masse et un volume inférieure de 30% à ceux d'une MSRB de puissance équivalente. Elle présente par ailleurs les avantages listés comme suit :

- Ces moteurs ne présentent pas de source d'excitation ce qui élimine un circuit d'alimentation,
- Il n'y a pas de collecteur, d'où un entretien réduit et une robustesse accrue,
- Le rotor ne présente pas de perte cuivre et peu de pertes fer. Il en découle une amélioration de l'efficacité et un meilleur rendement,
- Une diminution potentielle de la masse et de la taille est envisageable par rapport aux machines à induction,
- Une possibilité de fonctionner en mode dégradé,
- Un fort nombre de paires de pôles d'où une faible vitesse nominale de rotation et un entraînement direct envisageable.

La Figure 1-9 présente une machine synchrone à aimants permanents pour la propulsion des sous-marins Siemens pour la flotte grecque. Ces machines sont d'une puissance de 1,7 à 5MW pour des vitesses allant jusqu'à 120 à 150 tours/min. La compacité est encore une fois garantie en associant l'électronique de puissance et de commande à l'intérieur de la machine.



Figure 1-9 : Moteur à aimants permanents d'un sous-marin (Source Siemens)

Différentes topologies de machine synchrones à aimants permanents sont reportées dans la littérature, on peut citer les machines à aimants cylindriques à champ radial où de nombreuses études ont été menées dans le sens des spécificités de la propulsion navale [28] [29]. D'autres structures ont été étudiées, à savoir les machines synchrones à aimants permanents à champs radial à forte puissance opérant à vitesse lente [28] [30]. Une autre technologie est celle des aimants magnétiques sont discoïdes à champ axial, le principal atout de cette structure comparativement à celle à champ radial est l'optimisation de la surface utile de génération du couple qui se traduit par une puissance volumique importante [31]. Certaines contraintes mécaniques pénalisent pourtant ce genre de machine [31] [32]. Enfin les machines à flux transverse sont très bien adaptées pour des exigences à fortes densité de couple. Néanmoins cette structure est très pénalisée par les couples pulsatoires et les vibrations, ainsi que les pertes fer excessives [33] [34] [35], ce qui a freiné son développement. Enfin, l'inconvénient majeur des machines synchrones à aimants permanents reste l'aspect financier puisque les terres rares utilisées pour les aimants sont très onéreuses.

1.4.3 Les machines asynchrones en propulsion

Le principe et la conception de la machine asynchrone sont très bien décrits dans [36] [37] [38]. Le principe du stator d'une machine asynchrone est similaire à celui d'une machine synchrone. Le rotor est par contre différent, il dépend de la technologie du moteur. Les enroulements du rotor peuvent être en court-circuit, ce sont généralement des cages d'écureuil ou à rotor alimenté. Il s'agit alors des machines asynchrones à double alimentation et nous nous retrouvons dans la configuration que nous traitons durant cette thèse. Nous y reviendrons par la suite pour décrire les intérêts de l'utilisation de la MADA comme machine de propulsion.

De par sa robustesse et sa fiabilité, la machine asynchrone peut constituer une solution alternative intéressante dans les systèmes de propulsion navale. Si le principal défaut de ces machines réside dans les pertes Joule qui restent assez importante et notamment au rotor contrairement à la machine synchrone à aimant, elles ont la capacité de supporter une élévation de température plus importante, ce qui a ouvert la voie à des études pour un meilleur système de refroidissement pour évacuer au mieux les calories [39]. Ceci n'a pas empêché les armateurs de retenir comme solution pour leurs navires comme exemple, Converteam a équipé les Bâtiments de Projection et Commandement BPC Mistral illustré dans la Figure 1-10 et le Tonnerre pour la DGA française, puis venue une solution toujours de Converteam avec les AIM (Advanced Induction Machine) à haute densité de puissance pour se rapprocher de la MSAP selon [39] [40].



Figure 1-10 : Photo du Mistral équipé d'un moteur asynchrone.

L'atout majeur de la machine asynchrone est son coût : même s'il reste difficile d'évaluer complètement le prix des machines de puissance, en théorie les MAS restent moins coûteuses que les MSAP. Les aimants à haute densité restent inaccessibles en prix, alors que le rotor des MAS composés d'acier, de cuivre et d'isolant moins chers.

1.4.4 Le moteur DC homopolaire

Toujours à la recherche de l'amélioration des systèmes de propulsion, l'US Navy a eu l'idée de partir dans la direction qui propose l'utilisation des matériaux supraconducteurs dans les propulseurs, surtout pour leurs navires de combats. Pour y répondre, deux prototypes de moteurs supraconducteurs de puissance de 5MW ont été réalisés et testés. Le premier se base sur l'utilisation d'une machine asynchrone à rotor supraconducteur utilisant la technologie HTS (High Temperature Superconducting) pour le refroidissement. La seconde technologie repose sur l'utilisation d'un moteur à courant continu utilisant LTS comme moyen de refroidissement [41] [42].

Le courant axial circulant dans l'enveloppe cylindrique conducteur en présence d'un champ magnétique radial génère une vitesse de rotation comme le montre la Figure 1-11. L'intérêt majeur de ce type de moyen d'entraînement est qu'il est entièrement silencieux [43] [44].

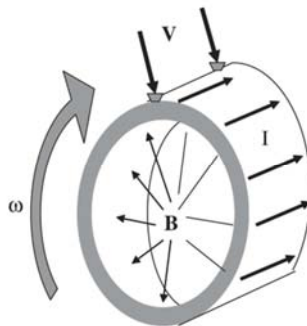


Figure 1-11 : DC homopolaire moteur [41].

Un petit prototype pourvu de bobinages supraconducteurs à haute température permettant de générer une induction de 2T pour des densités de courant de 10kA/cm² au sein des conducteurs a ainsi été développé [45]. Les contacts glissants du rotor sont réalisés grâce à une solution liquide à base de Sodium et Potassium qui permet le passage de fortes densités de courant, les courants dans l'armature rotorique étant portés à 30kA. D'après Cette technologie présente l'inconvénient de nécessiter une alimentation élevée en courant et de basse tension.

Le domaine de la propulsion électrique reste un domaine jeune et les choix techniques ne sont pas encore figés, des solutions innovantes ou inhabituelles sont toujours susceptibles d'apparaître ou de réapparaître.

Les moteurs électriques cités ont tous prouvé leurs performances dans le domaine de la propulsion navale. Souvent les critères de type : encombrement, courant absorbé, pertes et le couple pulsatoire généré restent les plus décisifs pour choisir d'une structure à une autre.

1.5 Structures et composants de puissance

L'électronique de puissance a joué un rôle déterminant dans l'évolution des systèmes de propulsion électrique. Depuis l'arrivée des premiers éléments modernes, en l'occurrence les diodes et les thyristors, les performances de ces systèmes n'ont pas cessé de s'améliorer.

Dans l'état actuel de la technologie, trois grands domaines ont contribué à réaliser des systèmes d'entraînement efficaces, robustes et redondants : les composants et les structures de puissance ainsi que l'électronique de commande.

1.5.1 Composants de puissance

Les composants **GTO** ont la caractéristique de commuter de très fortes puissances. Néanmoins les performances dynamiques restent faibles. Alors des circuits d'aide à la commutation (**CALC**) sont nécessaires, ce qui se traduit par une augmentation du poids et de la taille du convertisseur.

Dans les applications à forte puissance, les **GTO** ont été rattrapés par les **IGBT** qui présentent entre autres une fréquence de commutation élevée qui permet d'une part d'atténuer les problèmes de CEM et d'autre part, avec des temps de commutation plus rapides de réduire les pertes par commutation. A leur utilisation, des structures des onduleurs de tension à trois niveaux ont fait surface pour s'adapter au niveau de tension admissible. Mais les progrès rapides de cette technologie ont permis d'atteindre une tenue en tension allant de 4 à 6.5kV [46].

Désireux améliorer les performances des IGBT à base de silicium (Si) en termes de tenue en tension, de fréquence de commutation et surtout de conductivité thermique, des études ont été menées sur des matériaux semi-conducteurs à grand gap, tels que le carbure de silicium (SiC), le Nitrure de Gallium (GaN) et le diamant (C). Les résultats obtenus ont permis d'augmenter la tenue en tension, la fréquence de commutation ainsi que la réduction des pertes tout en améliorant l'intégration des dispositifs [47].

A l'état actuel dans ce domaine, la technologie SIC est considérée comme la solution d'avenir que les constructeurs privilégient comme piste d'étude [48]. Avec les SiC, les pertes peuvent être diminuées de plus de 50% [49], les températures de jonction peuvent atteindre plusieurs centaines de degrés et les tenues en tension peuvent dépasser les 15kV.

1.5.2 Les structures de puissance

La topologie des convertisseurs à adopter n'est fixée que par le réseau d'alimentation et la structure de la machine de propulsion à utiliser. Plusieurs technologies peuvent coexister, nous distinguons les convertisseurs de tension continue de ceux à sortie en tension alternative.

Les convertisseurs à sortie en continue

Les convertisseurs directs alternatif-continu, appelés communément redresseurs et utilisant essentiellement des thyristors, associés à un moteur à courant continu, sont abandonnés par les équipementiers en raison des inconvénients liés au moteur à courant continu (limitation puissance-vitesse dynamique limitée, usure des balais collecteur, risque d'arc électrique au collecteur...).

Les convertisseurs directs continu-continu, cette solution est réservée lorsque le réseau de bord est à courant continu et trouve donc son utilisation principale dans les sous-marins. Mais comme il a été déjà mentionné au paragraphe 1.4.1, les réseaux de bord à courant continu

bénéficient d'un effet de mode ce qui laisse prévoir une plus grande importance de cette solution dans les futurs systèmes de propulsion.

Les convertisseurs de tension alternative

Trois grandes familles de convertisseurs à sortie alternative existent, les cycloconvertisseurs, les synchronconvertisseurs et les onduleurs de tension.

Les Cycloconvertisseurs sont des convertisseurs de type direct alternatif-alternatif. Il joue le rôle de transformer une tension d'amplitude et de fréquence fixes en une tension d'amplitude et de fréquence variables pour alimenter et contrôler des machines synchrones ou asynchrones comme le montrent la Figure 1-12.

Ce type d'alimentation est bien adapté pour la propulsion exigeant un fort couple à très basse vitesse telle que les brise-glaces, puisque ce type de solution offre de faibles pulsations [1]. Néanmoins, l'utilisation des cycloconvertisseurs a un effet néfaste sur le réseau d'alimentation en injectant non seulement des courants harmoniques de rang proportionnel à la fréquence du réseau, mais également des harmoniques de fréquences variables difficilement filtrables [1].

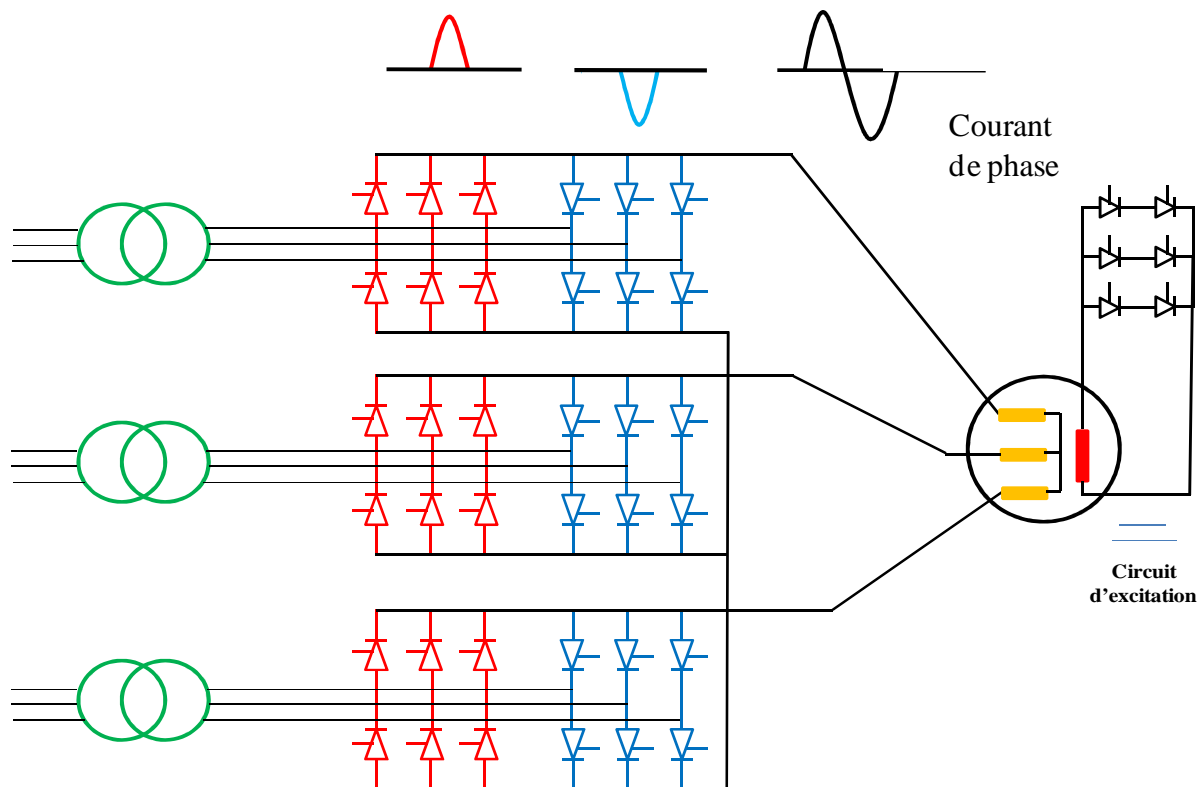


Figure 1-12 : Cycloconvertisseurs ACS-6000c- ABB

Les synchroconvertisseurs sont des convertisseurs du type indirect alternatif-alternatif à commutation naturelle comme l'illustre la Figure 1-13. Ils sont plus particulièrement associés à un moteur synchrone. Cette association est actuellement la plus répandue dans la propulsion de grande puissance comme paquebots ou les cargos. Il se présente en effet, vu de la machine, comme un onduleur de courant. Outre les avantages de performance dynamique, ces convertisseurs ont l'avantage d'utiliser moins de thyristors que les cycloconvertisseurs, d'où un encombrement, un poids et un coût moindres. Par ailleurs, ils polluent moins le réseau en termes d'harmoniques. De plus, les fréquences des harmoniques injectées au réseau sont proportionnelles à la fréquence fixe du réseau et donc facilement identifiables et filtrables.

Son inconvénient réside notamment dans les ondulations du couple à basse vitesse, qui peuvent être réduites via un lissage actif du couple [1].

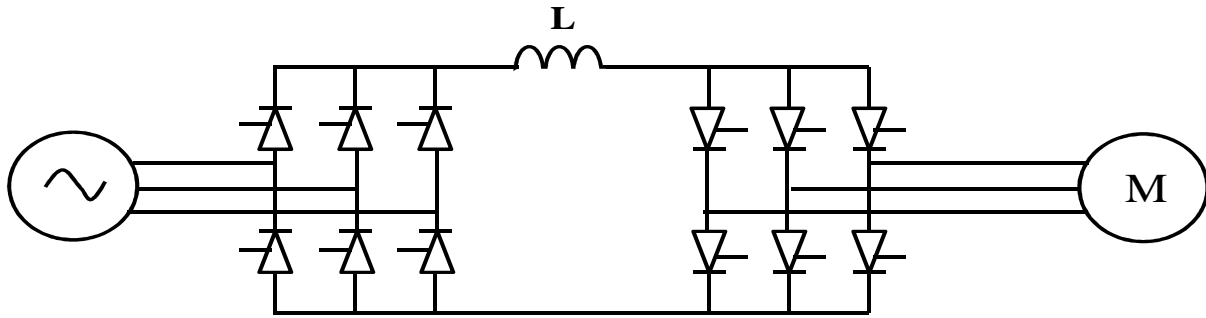


Figure 1-13 : Convertisseur de type synchroconvertisseur.

Les onduleurs de tension sont des convertisseurs de type continu-alternatif, à commutation forcée. Ils assurent le contrôle de vitesse aussi bien des moteurs synchrones que des moteurs asynchrones. Aujourd'hui c'est la solution la plus adoptée puisqu'elle possède la particularité d'avoir une très bonne réponse dynamique, avec un niveau faible d'ondulations du couple. Le schéma de principe de ce type de convertisseur est montré dans la Figure 1-14.

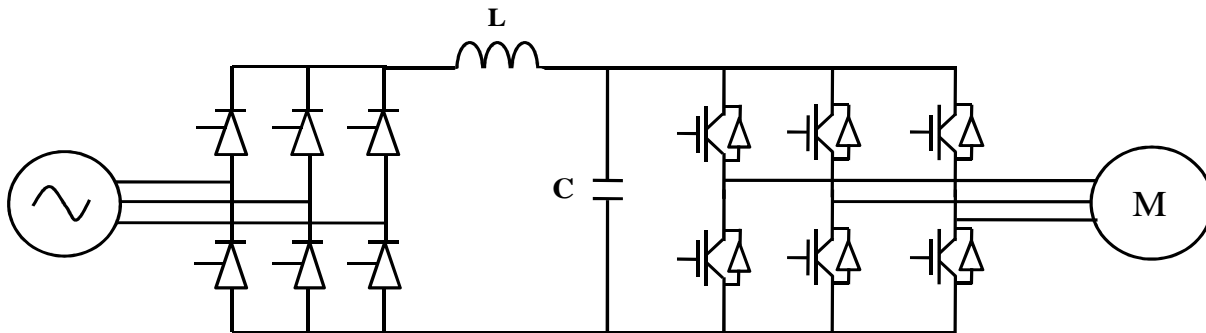


Figure 1-14 : Onduleur de tension

Ces structures sont amenées à connaître une forte amélioration, avec le progrès apporté par les composants de puissance d'une part, et par des structures de puissance innovantes d'autre part, ce qui a donné de nouvelles topologies de convertisseurs tels que les multi-niveaux. En effet, vu les contraintes liées sur la tenue en tension des composants de puissance, les chercheurs et les industriels se sont orientés vers des solutions de type multi-niveaux [50] [51], qui consistent à combiner en série/parallèle les semi-conducteurs. Ce type d'association offre les avantages d'avoir un spectre de tension et courant de meilleure qualité ce qui se traduit par de faibles ondulations du couple et plus faibles pertes dues aux harmoniques de courant.

Un aspect important à noter est celui de l'augmentation des degrés de liberté avec l'augmentation des niveaux de tension du convertisseur, ce qui nous permet d'avoir une commande performante accompagnée d'une redondance structurelle.

Un exemple des convertisseurs multi-niveaux les plus répandus dans la littérature est l'onduleur NPC dont la topologie est présentée dans la Figure 1-15. Le bus continu est constitué de deux capacités en série ($C1$ et $C2$) formant un point milieu (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux. La tension totale du bus continu vaut E et dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $E/2$ à leurs bornes : c'est l'hypothèse que l'on retiendra.

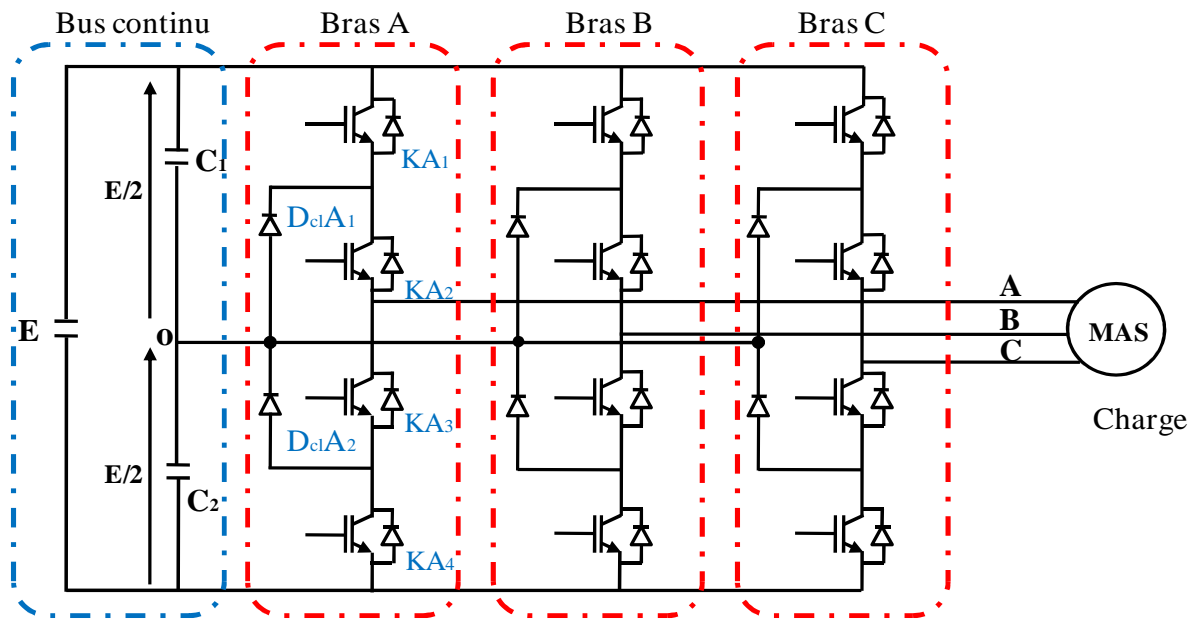
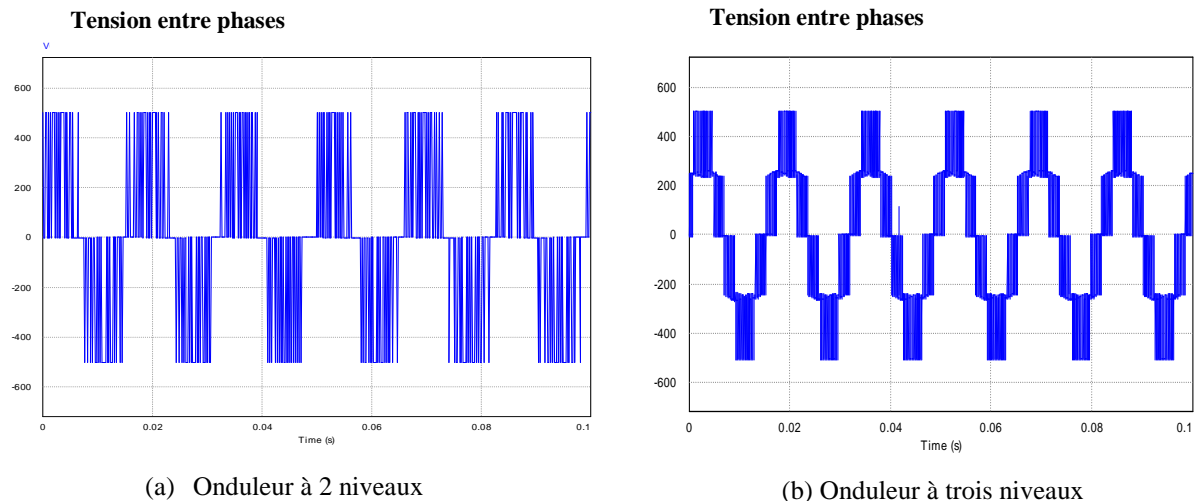


Figure 1-15 : Convertisseur multiniveaux.

Chacun des trois bras (A, B et C) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (KA_1 , KA_2 , KA_3 et KA_4 pour le bras A) et deux diodes de clamp (D_{clA_1} et D_{clA_2}) connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit de l'association classique d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. En fonction de la configuration des interrupteurs commandés, chaque tension simple (v_{AO} , v_{BO} et v_{CO}) entre une phase (A, B ou C) et le point milieu (O) du bus continu peut prendre les valeurs $E/2$, 0 ou $-E/2$, ce qui nous amène aux trois niveaux de tension, illustrées dans la Figure 1-16.



(a) Onduleur à 2 niveaux

(b) Onduleur à trois niveaux

Figure 1-16 : Formes d'onde d'un onduleur NPC à trois niveaux.

Les nouvelles exigences qui sont apparues avec les profils de mission et l'évolution des contraintes liées avec les applications, appellent à renforcer les études dans le domaine de l'électronique de puissance, tant dans le domaine des topologies que des modulations à appliquer. Notre démarche s'inscrit dans cette voie où nous tenterons d'exploiter des composants SiC dans la conception des onduleurs à deux niveaux de tension alimentant la machine asynchrone à double alimentation.

1.5.3 Informatique industrielle

L'exploitation en vitesse variable des machines alternatives est due en grande partie aux progrès de l'électronique de commande, qui a rendu l'implantation des algorithmes de commande possibles. Le contrôle de l'association convertisseur-machine a permis d'avoir de meilleures performances dynamiques.

Trois grandes familles de cibles électroniques existent, celle qui possède un processeur de type microcontrôleur et DSP (Digital Signal Processor), et celle avec un FPGA (Field Programmable Gate Array), et enfin celle qui inclut les deux.

La première famille repose sur l'utilisation d'un cœur de microprocesseur avec plusieurs périphériques qui sont nécessaires pour contrôler le système cible en temps réel et pour communiquer avec l'environnement industriel.

Les principales caractéristiques d'un microprocesseur ou d'un DSP sont :

- Les jeux d'instructions qu'il peut exécuter et la complexité de son architecture prédéfinie,
- Un **fonctionnement séquentiel des tâches**. À noter qu'il est aussi possible d'utiliser des solutions à base de multiprocesseurs permettant la réalisation en parallèle de différentes tâches. Cependant, ces solutions présentent l'inconvénient d'avoir un coût plus élevé que les solutions microprocesseur.
- Le **nombre de bits** avec lequel le processeur traite les données. La majorité des microprocesseurs ou des DSP calculent exclusivement avec un format en virgule fixe (nombre de bits constant : 8 bits, 16 bits, 32 bits ou 64 bits). Cependant, certains DSP permettent la réalisation de calculs en virgule flottante. Ils sont utilisés pour des commandes spécifiques où les calculs nécessitent une grande précision. À noter que les DSP à virgule fixe sont moins coûteux et permettent une exécution plus rapide des tâches,
- La fréquence maximale de l'horloge associée au fonctionnement du microprocesseur ou du DSP. Une horloge temps réel est ensuite définie et son rôle consiste à cadencer l'exécution des différentes tâches du programme à réaliser.

Une autre famille est celle constituée principalement par les composants FPGA. Un degré de liberté est apporté par ces composants avec le mode de fonctionnement parallèle des FPGA, il s'est avéré très important et bénéfique surtout dans le domaine de la commande des machines électriques, et a permis de répondre aux exigences de contrôle moderne. Certains avantages dans l'utilisation des FPGA sont énumérés :

- **améliorer les performances de contrôle** : les FPGA munis d'une rapidité de calcul ont permis une augmentation de la bande passante des boucles de régulation et une meilleure résolution temporelle,
- **implanter des algorithmes complexes** : de nos jours, la densité des composants FPGA peut atteindre l'équivalent de 10 millions de portes logiques avec des fréquences d'horloge de l'ordre de 500 MHz, ce qui permet l'implantation d'algorithmes de contrôle complexes dans leur intégralité avec un faible délai de temps de calcul,
- **Réaliser des reconfigurations dynamiques** : offertes par le parallélisme dont disposent les composants FPGA. Ainsi il est de faire exécuter plusieurs algorithmes de commande en parallèle et de les reconfigurer entre eux selon des critères bien définis. Il peut être utile aussi pour assurer une continuité de service en cas de défauts (capteurs, interrupteurs,...),

- **Renforcer la confidentialité** : l'architecture de contrôle implantée sur cible FPGA n'est pas facilement duplicable.

Une étude détaillée entre les différentes solutions de réalisation d'une commande temps réel a été présentée dans [52] [53].

Il est apparu récemment une solution qui consiste en une association de deux familles [54] [55]. Même si cette solution est complexe à réaliser, néanmoins elle permet de profiter des avantages de chacune des cibles. Lors d'une solution hybride, il est très important de partager les tâches entre les cibles selon leur complexité et leur temps d'exécution. La solution classique adoptée consiste à implanter l'algorithme complexe au sein du DSP et le microprocesseur. D'un autre côté, si on a besoin d'exécuter certaines tâches très rapidement, la solution privilégiée est basée sur le FPGA, c'est la solution pour laquelle nous avons choisi dans notre étude [56].

Il est important de souligner que l'étude bibliographique sur les systèmes de propulsion navale montre qu'il n'y a pas de structure standard, plusieurs architectures « convertisseurs+moteur+système de contrôle » peuvent s'offrir à l'architecte navale.

1.6 La MADA comme solution pour la propulsion navale

Après une description des différents systèmes de propulsion approuvés par les constructeurs et les différentes technologies employées dans ce secteur, nous tenterons de décrire la solution proposée qui repose essentiellement sur l'utilisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation comme machine de propulsion.

Avant d'aller positionner notre étude sur la MADA, nous présenterons d'abord sa structure, nous aborderons ensuite le principe de son fonctionnement et nous décrirons l'environnement où elle trouve son application. Nous présenterons également les différentes structures développées et les architectures de commande associées.

1.6.1 Constitution ou structure de la MADA

La MADA est une machine asynchrone à rotor bobinée dont les enroulements statoriques et rotoriques sont connectés à des sources électriques, Elle présente l'originalité d'avoir accès aux extrémités des bobines du rotor par l'intermédiaire des bagues conductrices sur lesquelles viennent frotter des balais.

Du fait de sa double alimentation, et par rapport à la nature des sources qui lui sont connectées, elle offre plusieurs possibilités de configuration, appelée DFIG (Doubly Fed Induction Generator) lorsqu'elle est utilisée en génératrice dans la production d'énergie électrique, ou DFIM (Doubly Fed Induction moteur) pour un fonctionnement moteur pour les applications d'entraînement à vitesse variable.

Un grand avantage dû à la structure de la machine est inclus dans son nom, « **Machine généralisée** », en fonction de son alimentation. Son fonctionnement peut être similaire et peut assurer le même fonctionnement que d'autres machines électriques usuelles

Machine asynchrone : La machine asynchrone à cage est une configuration de la MADA dont les enroulements rotoriques sont en court-circuit. Ceci est un atout majeur et peut constituer un fonctionnement en mode dégradé en cas de défaillance d'un bras des onduleurs.

Machine synchrone : Si le rotor de la MADA est siège d'un flux constant, alors son fonctionnement est du même type que celui d'une machine synchrone à inducteur bobiné (pôles lisses).

Machine à courant continu : Si on considère maintenant que le stator est le siège d'un flux statorique constant, alors son fonctionnement est similaire à celui de la machine à courant continu.

1.6.2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à double alimentation

Pour une configuration en mode générateur, la MADA requiert un couple sur l'arbre de la machine dans le même sens que le sens de rotation du champ tournant F_s . L'effet de ce couple provoque un décalage en avant des pôles du rotor par rapport à ceux du stator et par conséquent la force magnétomotrice du rotor F_r est en avance de phase sur les forces magnétomotrices F_s et la force magnétomotrice résultante F (Figure 1-17). Le couple électromagnétique de la machine qui s'exerce sur le rotor devient un couple résistant dans le sens contraire du sens de rotation du champ tournant [57].

Pour un fonctionnement moteur, ce qui est le cas de notre étude, la force magnétomotrice résultante F est en avance de phase par rapport la force magnétomotrice du rotor F_r . Le couple résistant T_l présent sur l'arbre de la machine agit dans le sens contraire de la vitesse de rotation du champ tournant F_s . Le couple électromagnétique T_{em} produit par la machine agit dans la même direction que la vitesse de rotation.

Chaque mode de fonctionnement requiert une commande des tensions statoriques et rotorique bien appropriée, ce qui permet de gérer l'état magnétique de la machine durant chaque domaine d'application.

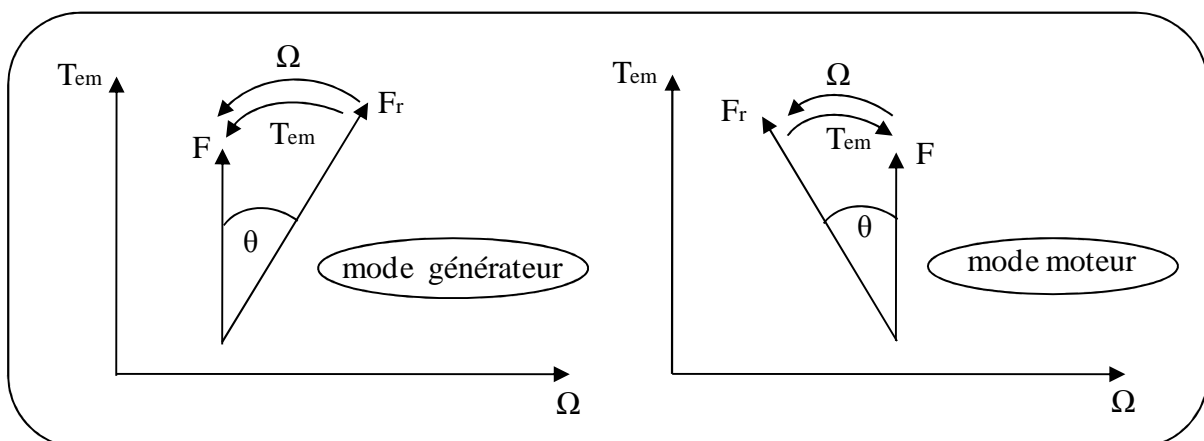


Figure 1-17 : Diagramme vectoriel des forces électromotrices du mode générateur et moteur.

θ : Angle électrique du rotor de la machine.

1.6.3 Domaine d'application de la MADA

Un intérêt croissant est porté à la MADA pour ses diverses applications comme le témoigne la littérature [58] [59], et principalement dans la production d'électricité [60] [61] [62] [63]. De part sa structure et les commandes qui lui sont appliquées, elle trouve place dans divers domaines. De manière générale, nous décrirons les domaines où la MADA trouve son application.

1.6.3.1 Génération d'énergie

Au cours de la dernière décennie, nous avons pu assister à une forte augmentation de l'intérêt de la société pour les énergies renouvelables. En effet, la prise de conscience globale des effets et des causes du changement climatique, l'augmentation des prix de pétrole, le sentiment de dépendance des pays industrialisés vis-à-vis des pays exportateurs du pétrole ou encore la nouvelle donne de sécurité d'exploitation et le feedback de l'incident de **Fukushima** sont des facteurs qui ont suscité l'intérêt de la société utile pour ces nouvelles sources d'énergies.

Les nouvelles énergies vertes dites « renouvelables » prennent peu à peu une place indéniable dans le marché de l'électricité. Parmi celles-ci, l'éolien et l'hydrolienne apparaissent actuellement en bonne place comme énergie d'appoint complémentaire aux énergies épuisables fossiles et nucléaires, les technologies utilisent principalement des générateurs qui permettent de transformer l'énergie mécanique fournie soit par le vent dans le cas d'éolien ou des marées dans le cas d'hydrolienne en une énergie électrique (Figure 1-18).



Figure 1-18 : La MADA pour la génération d'énergie [64].

La génératrice électrique est l'élément principal de la chaîne de conversion mécano électrique qui est généralement une machine synchrone, asynchrone à cage ou à rotor bobiné dont la puissance varie entre quelques kW à la dizaine de 10MW [65].

Un intérêt particulier a été porté à la MADA surtout dans les énergies renouvelables. A travers sa structure, sa configuration et les commandes qui sont appliquées, elles se trouvent de plus en plus dans les fermes de génération d'électricité à base de ressources renouvelables.

La structure classique la plus adoptée par les industriels et les chercheurs dans ce domaine repose sur une MADA dont le stator est directement connecté au réseau alors que le rotor est connecté au réseau à travers une interface composée de deux convertisseurs, l'un lié aux enroulements rotoriques et l'autre au réseau comme le montre la Figure 1-19.

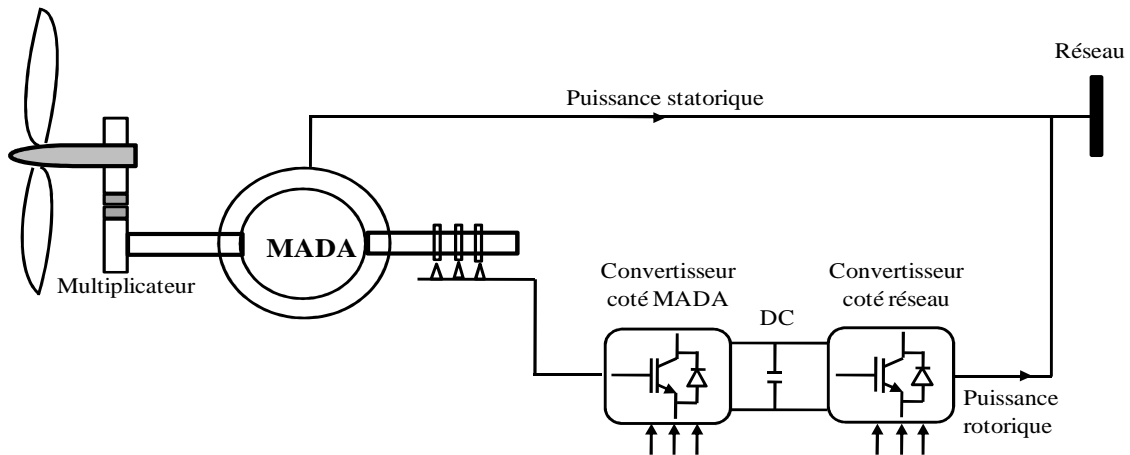


Figure 1-19 : La MADA dans l'application éolienne.

L'utilisation de la MADA est due aux nombreux avantages qu'elle apporte dans le domaine de la génération d'énergie :

- le dimensionnement des convertisseurs rotoriques est fait pour une fraction de la puissance nominale de la MADA (de 1/10 à 1/3), on a donc une économie de la consommation de silicium,
- cela conduit à la réduction du volume, du coût et surtout du système de refroidissement des convertisseurs statiques. Ils génèrent moins de perturbations comparativement aux convertisseurs utilisés pour les éoliennes avec des machines asynchrones à cage ou à aimants permanents [66],
- la diminution des pertes dans les convertisseurs et l'amélioration du rendement des systèmes de génération d'énergie,
- la réduction de la dimension du filtre, de ce fait, leur coût s'en trouve amoindri,
- le facteur de puissance peut être réglé, et la génératrice peut être contrôlée pour fonctionner de façon similaire à un alternateur synchrone [67]. En effet, les puissances actives et réactives peuvent être contrôlées de façon indépendante grâce au convertisseur connecté au rotor de la MADA [68] [69].

1.6.3.2 La motorisation MADA dans les entraînements à vitesse variable

Il est à noter que la littérature est très pauvre en ce qui concerne l'étude de la machine asynchrone à double alimentation en fonctionnement moteur, car nombreuses sont les études qui ne considèrent ce type de machine que dans le domaine de la génération d'électricité.

Néanmoins les progrès de l'électronique de puissance ont facilité la conversion d'énergie d'une forme à une autre et a mis en valeur l'utilisation de la MADA dans les entraînements à vitesse variable [70]. Les études relatives au fonctionnement de la MADA en mode moteur se situent dans le domaine de des stratégies de commande linéaire et non linéaire appliquée [7] [71]. Certaines s'orientent sur la continuité de service suite à des défauts pouvant survenir au cours de fonctionnement [9] [72].

Notre étude constitue une suite logique de ce qui a déjà été initié par R.GHOSN [73], Paul Etienne Vidal et François Bonnet dans leurs travaux de thèses, relativement à la commande de la MADA, mais dans un contexte de propulsion navale.

1.7 Synthèse et positionnement de l'étude

C'est dans ce contexte de veille technologique que s'inscrit l'étude que nous avons menée. Dans le cadre de l'initiative « MADASiC », la DGA a souhaité en effet expérimenter une architecture de propulsion novatrice. Celle-ci présente la particularité d'associer des convertisseurs de puissance à base de composants en carbure de silicium et une machine asynchrone à double alimentation.

L'étude porte donc à la fois sur la caractérisation comportementale des composants SiC de haute tension, qui ne sont pas industrialisés à l'heure actuelle; et sur celle de la MADA dont nous parlerons plus amplement dans la suite de ce mémoire. Dans les deux cas, la finalité de cette démarche est d'évaluer les intérêts et inconvénients respectifs de ces innovations par rapport aux solutions actuelles déjà décrites et adoptées.

Les tâches ont été réparties entre trois sociétés et deux laboratoires de recherche. Le laboratoire Ampère de Lyon et la société IBS sont responsables de la conception des composants SiC et la société CIRTEM de leur intégration et du montage des onduleurs à MLI compatibles au démonstrateur avec la MADA de 300kW.. En ce qui concerne la machine, elle est réalisée par la Société ECA-EN, mais le développement du pilotage de tout cet ensemble a été confié au laboratoire LAPLACE de Toulouse.

Dans le cadre de ce projet un démonstrateur de puissance réduite (30 kW) avec une répartition des puissances entre le stator et le rotor unitaire, a été d'abord conçu par la Société ECA-EN. Elle a conçu également un autre démonstrateur de pleine puissance (300 kW) qui est en phase finale de fabrication. Notre travail de thèse s'inscrit donc directement dans cette opération scientifique MADASiC et en particulier dans la tâche confiée au Laboratoire LAPLACE à l'équipe CODIASE-ECA EN n'étant pas en charge de ces parties du projet pour la troisième tranche, la société souhaitait donc utiliser des solutions standard pour l'architecture variateur et la régulation afin de minimiser la mobilisation de ressources internes pour le développement.

Une coopération entre le laboratoire LAPLACE et ECA EN a donc été mise en place. Le laboratoire LAPLACE a été chargé du développement des lois de commande, qui devaient être testés sur le système réel de la MADA de 30kW. Ils seront également validés sur la MADA de 300kW, les essais seront réalisés sur le site industriel de l'ECA-EN à Nantes.

Avant de décrire les architectures construites dans le cadre de cette collaboration, nous allons discuter des avantages et des inconvénients apportés par l'intégration de la machine asynchrone à double alimentation comme machine de propulsion navale.

1.7.1 Architecture du système proposé

La configuration la plus adoptée de la MADA en fonctionnement moteur repose sur l'alimentation des deux côtés de la machine par deux convertisseurs statiques telle que le montre la Figure 1-20. Ainsi, nous avons opté, en accord avec tous les partenaires, que les deux chaînes de puissance auront le schéma identique et que surtout les deux bus continus seront séparés. Chaque convertisseur est constitué d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension.

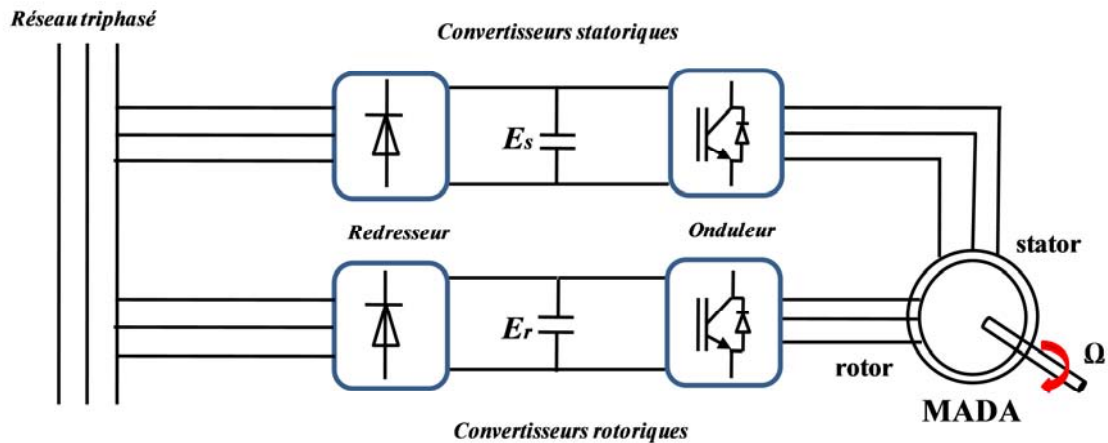


Figure 1-20 La MADA à deux onduleurs à bus séparés.

Un autre cas similaire à celui à deux convertisseurs est l'architecture à un seul redresseur. Le redresseur dans ce cas est dimensionné pour donner plus de puissance. La structure à un seul bus sous-entend que les deux onduleurs de tension ont une source d'alimentation commune telle que montré dans la Figure 1-21.

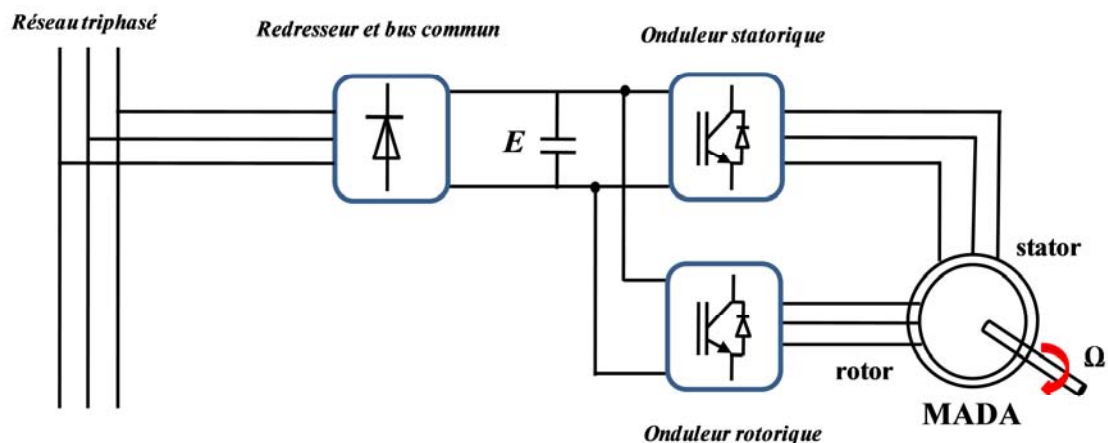


Figure 1-21 : La MADA à deux onduleurs à bus commun.

Une condition s'impose dans ce deuxième choix de configuration les côtés de la machine doivent être dimensionnés de façon identique. C'est-à-dire que le rapport de transformation de la machine défini comme étant le rapport entre la tension statorique nominale et la tension rotorique nominale doit être ainsi proche de l'unité. C'est l'intérêt majeur apporté à notre étude, ce qui nous permet entre autres comme il sera exprimé un peu plus loin, de répartir la puissance d'une manière identique entre les côtés de la machine.

Un intérêt particulier a été porté à la MADA dans le domaine des entraînements à vitesse variable et surtout dans le domaine de propulsion navale. Cette machine prouve une capacité à répondre aux exigences du cahier de charge aussi sévère comme celui imposé par la propulsion marine. Nous allons détailler certains points avantageux de l'utilisation de la machine asynchrone à double alimentation dans le contexte marin.

1.7.2 Les avantages de la MADA dans les entraînements à vitesse variables

1.7.2.1 Répartition de puissance

La répartition de la puissance entre le stator et le rotor devenant une exigence à respecter, relativement au rapport unitaire dont dispose notre machine, nous avons adopté une répartition identique entre les deux côtés de la machine et ce, pour toutes les stratégies de commande que nous proposerons et leur modulateurs associés.

En régime permanent, et en négligeant l'influence des termes résistifs la répartition des puissances actives nous amène à une répartition des pulsations comme on le démontrera dans le chapitre 4. Nous arrivons à dire qu'une répartition de puissance assurera une répartition des pulsations avec un rapport défini k_p :

$$\frac{P_s}{P_r} = \frac{|\omega_s|}{|\omega|} = k_p \quad (1-1)$$

En notant que ω_s la pulsation statorique et ω la vitesse électrique du rotor et P_s et P_r sont les puissances actives statorique et rotorique, le principe est illustré dans la Figure 1-22 :

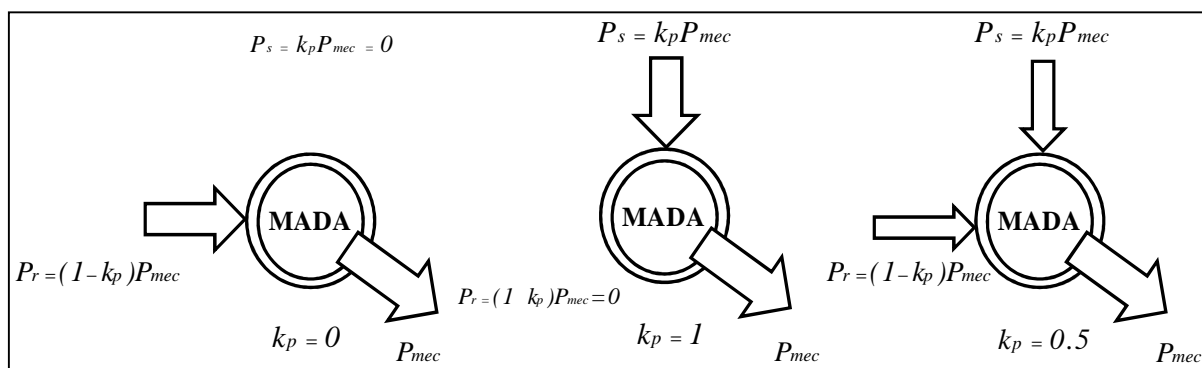


Figure 1-22 : Principe de répartition de puissance.

1.7.2.2 Pertes dans les onduleurs

Une étude de comparaison relative aux pertes des onduleurs de deux machines, une machine asynchrone à cage et machine à double alimentation de puissance identique est détaillée dans [8]. Son principe est illustré dans la Figure 1-23.

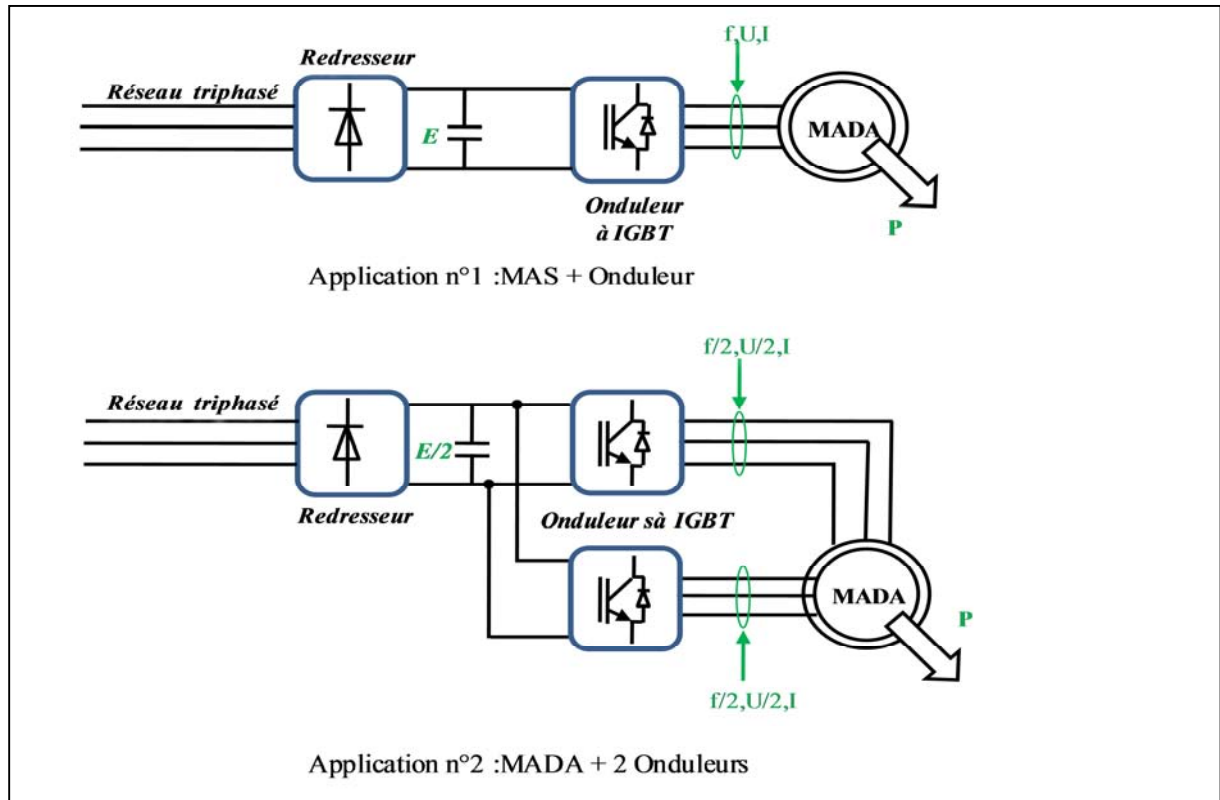


Figure 1-23 : Comparaison entre MAS et MADA.

La principale conclusion de cette étude est que la somme des pertes dans les deux onduleurs alimentant une MADA est plus faible qu'une application de même puissance utilisant une MAS avec un seul onduleur. Le gain en termes de pertes par rapport à l'application n°1 est compris entre 14% et 48%. La conséquence est que le dimensionnement du dispositif de refroidissement des IGBT présente un encombrement et une masse moindre pour l'application n°2 que pour l'application n°1.

1.7.2.3 Fonctionnement à basse vitesse

L'une des caractéristiques du domaine de la propulsion est que c'est une application à haute puissance mais à basse vitesse. La MADA est donc un très bon candidat pour les applications de type maritime.

En effet, dans [7] l'auteur présente une application de forte puissance utilisant une MADA, alimentée par un convertisseur multi-niveaux à base de GTO (GateTurn Out). Les conclusions de l'étude montrent que l'utilisation de cette configuration permet d'imposer une fréquence minimale des courants dans la machine (ici 5 Hz) même pour une vitesse de rotation très faible.

Enfin, Une étude que nous avons menée nous-mêmes [74], sur un observateur de vitesse de la MADA met en évidence une originalité réside dans sa capacité de fonctionnement à basse vitesse pouvant aller à 5 rad/s, nous y reviendrons dans la suite du manuscrit.

1.7.2.4 Redondance et reconfiguration

L'accès au rotor de la MADA lui offre finalement plus de degrés de liberté. L'exploitation de ces degrés de liberté peuvent finalement aboutir à une redondance et une reconfiguration de la machine pour assurer une continuité de service. Cet avantage permet de faire face en cas d'apparition d'un défaut pouvant survenir au niveau des capteurs physiques (capteurs de courant et vitesse/position) ou un défaut d'onduleurs.

La double alimentation de la MADA présente naturellement une redondance structurelle, qui n'est généralement pas présente dans les machines à cage. Souvent, la démarche adoptée dès l'apparition d'un défaut d'interrupteur dans un onduleur est la reconfiguration de la MADA en une machine asynchrone à cage, comme l'indique la Figure 1-24.

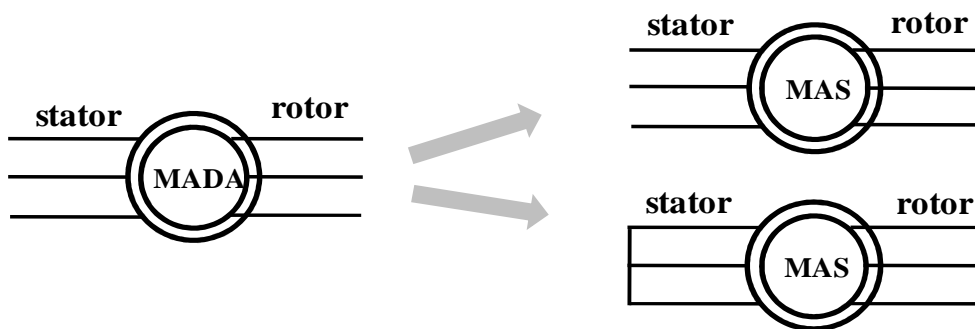


Figure 1-24 : De la MADA à la MAS.

1.8 Conclusion

Tout au long de ce chapitre nous avons passé en revue des récents développements dans le domaine de la propulsion navale. Dans un premier temps, les différents modes de propulsion sont décrits, le passage à la propulsion électrique est justifié et ses avantages ont été soulignés. Certaines topologies des systèmes de propulsion ont été reportées. Un bilan de machines électriques utilisées et les convertisseurs statiques associés ont été établis.

En vue d'une application à forte puissance, à faible vitesse et à faible encombrement, le choix de la machine asynchrone à double alimentation se trouve très bien justifié et devient concurrentielle par rapport à de la machine synchrone à aimants permanents. et les machines synchrones polyphasées.

Après une description des domaines où la MADA trouve le plus d'applications, les avantages apportés par celle-ci dans le domaine des énergies renouvelables sont cités et la structure la plus communément utilisée dans ce genre de domaine est illustrée.

La MADA est une solution d'avenir pour les entraînements à vitesse variable, par sa double alimentation et les commandes qui lui sont appliquées. Elle constitue une très bonne candidate pour répondre favorablement aux exigences d'un cahier de charge sévère comme celui propulsion navale.

En ce qui nous concerne, l'étude est axée principalement sur la commande de la MADA dans l'environnement marin est présentée dans la suite de ce manuscrit. La fiabilité qui est un aspect inhérent pour ce type d'application sera également traitée dans les prochains chapitres.

Chapitre 2

Modélisation du système de propulsion

2.1 Introduction

La modélisation d'un système a pour objectif de décrire d'une manière relativement complète les réactions d'un système face à un ou plusieurs stimuli. La description du comportement d'un système peut prendre plusieurs formes : logique combinatoire, réseaux de pétri, équations différentielles...etc.

Afin de réguler un système dont les grandeurs sont dépendantes du temps comme dans notre cas, il est d'usage d'utiliser les équations différentielles parfois décrites avec la transformée de Laplace.

Un modèle, quel qu'il soit, ne décrit qu'une partie des réactions d'un système. Il est nécessaire de préciser les conditions de validité du modèle ainsi que les hypothèses de simplification.

Dans ce chapitre, nous décrirons les principaux modèles de propulseurs, composés essentiellement de la machine asynchrone à double alimentation comme machine de propulsion, et de l'hélice. Nous tenterons de donner un modèle représentant au mieux le fonctionnement physique de la machine, et une relation liant la vitesse axiale de l'eau à travers le disque de l'hélice à la poussée générée par celle-ci.

2.2 Modélisation de la MADA

Nous trouvons dans de nombreux ouvrages la modélisation de machines asynchrones [75] [76] [77] [78]. Généralement, après avoir exprimé les équations liant les tensions aux flux et les courants aux flux, certaines modélisations attribuent des valeurs nulles aux tensions rotoriques dans le but de modéliser les machines asynchrones à cage.

Ici les tensions des enroulements rotoriques sont imposées par l'onduleur de tension rotorique. La modélisation de la machine asynchrone à rotor bobiné passe par cette attribution particulière aux tensions rotoriques de cette machine.

En vue de donner un modèle simple mais représentatif de la machine pour pouvoir s'orienter vers une stratégie de commande la plus adéquate, certaines hypothèses sont retenues, elles se resument ainsi :

Hypothèses de validité

Considérons une MADA composée d'un stator fixe et d'un rotor mobile autour de l'axe de la machine.

Les hypothèses simplificatrices concernant l'état électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation supposent que :

- Le système est triphasé équilibré ;
- L'entrefer est constant ;
- La distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Les effets générés par les encoches sont négligés ;
- Le circuit magnétique est non saturé et à perméabilité constante ;
- Les pertes magnétiques sont négligées ;
- L'influence des effets de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

A cela viennent s'ajouter les conséquences qui découlent des hypothèses énoncées :

- L'additivité des flux
- La constance des inductances propres
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique.

Généralement, l'étape de modélisation d'une machine électrique peut se faire en trois parties : la première consiste à décrire les équations électriques et qui décrivent le comportement des grandeurs. Ces dernières présentent une dynamique rapide : les grandeurs de type courant, tension et flux forment alors le mode électrique et sont qualifiées ainsi de « variables rapides ». La deuxième partie rassemble les équations mécaniques qui représentent le comportement mécanique du système en mouvement. Ici, la dynamique est beaucoup plus lente que pour les variables électriques et elles présentent ainsi le mode mécanique de la machine. Enfin, le mode électromagnétique décrit l'interaction des différentes grandeurs magnétiques de la machine.

2.1.1 Les équations exprimées dans le repère triphasé

La représentation d'une MADA triphasée est donnée sur la Figure 2-1 *Figure 2-1* où S_a, S_b, S_c sont les trois axes des phases statoriques et R_a, R_b, R_c sont ceux des phases rotoriques, θ_e est l'angle électrique entre les phases S_a et R_a .

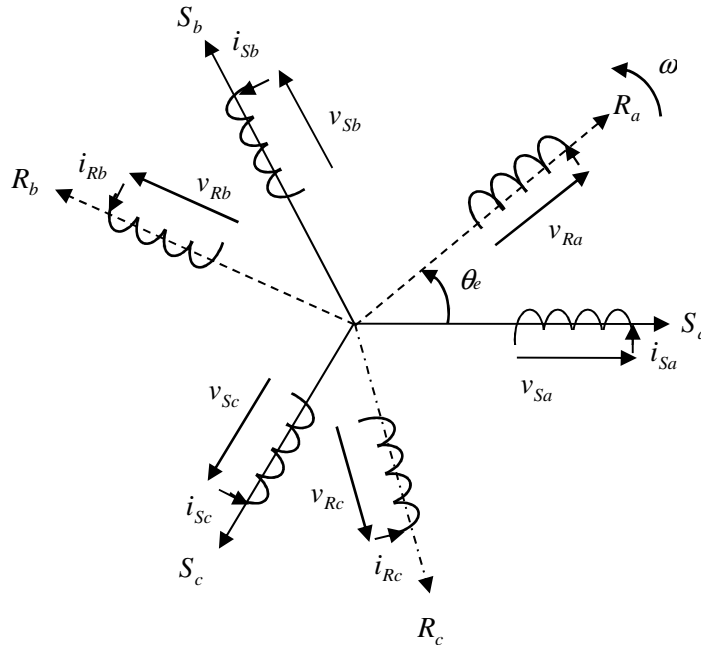


Figure 2-1 : Repère de référence triphasé.

Le comportement de la machine est ainsi régi par les équations présentées dans les paragraphes suivants.

2.1.1.1 Les équations des tensions

Par application de la loi de Faraday aux deux enroulements de la MADA, nous exprimons les relations pour le stator et le rotor, il vient alors:

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2-1)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{sr} \end{bmatrix} \quad (2-2)$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique

R_r : Résistance d'une phase rotorique

En simplifiant la notation, ces relations deviennent :

Au stator :

$$[v_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (2-3)$$

Au rotor :

$$[v_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (2-4)$$

2.1.1.2 Equations des flux

Dans le repère triphasé, les flux s'expriment en fonction des courants. Ces équations sont données sous formes matricielles de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [\Phi_{sabc}] &= [L_s][I_{sabc}] + [L_{sr}][I_{rabc}] \\ [\Phi_{rabc}] &= [L_r][I_{rabc}] + [L_{rs}][I_{sabc}] \end{aligned} \quad (2-5)$$

Avec : $\Phi_{sabc} = \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix}$ et $\Phi_{rabc} = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$ vecteurs des flux statoriques et rotoriques

$I_{sabc} = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix}$ et $I_{rabc} = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$ vecteurs des courants statoriques et rotoriques

L_s, L_r et L_{sr} matrices d'inductances statoriques, rotoriques et mutuelles inductances entre les phases du stator et rotor.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (2-6)$$

Et

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (2-7)$$

Ou l_s et l_r sont les inductances propres des phases statoriques et rotoriques ; et M_s et M_r les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

Nous adopterons les notations suivantes :

$$\begin{aligned}
 L_1 &= L_{sr} \cos(\theta_e) & M_1 &= M_{sr} \cos(\theta_e) \\
 L_2 &= L_{sr} \cos(\theta_e - 2\pi/3) & M_2 &= M_{sr} \cos(\theta_e - 2\pi/3) \\
 L_3 &= L_{sr} \cos(\theta_e - 4\pi/3) & M_3 &= M_{sr} \cos(\theta_e - 4\pi/3)
 \end{aligned}
 \tag{2-8}$$

Où L_{sr} est la mutuelle inductance maximale entre la phase statorique et rotorique.

De plus, la matrice L_{sr} s'exprimera par :

$$[L_{sr}] = [L_{rs}]^T = \begin{bmatrix} L_1 & L_3 & L_2 \\ L_2 & L_1 & L_3 \\ L_3 & L_2 & L_1 \end{bmatrix}
 \tag{2-9}$$

De manière globale, les flux sont liés aux courants par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M & M & M \\ M & M & l_s & M & M & M \\ M & M & M & l_r & M & M \\ M & M & M & M & l_r & M \\ M & M & M & M & M & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}
 \tag{2-10}$$

2.1.1.3 Les équations mécaniques

L'équation fondamentale de la dynamique appliquée au rotor de la machine donne :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega
 \tag{2-11}$$

nous avons :

J Inertie totale des pièces en mouvement ramenée sur l'arbre de la machine

C_r Couple résistant sur l'arbre de la machine

f Coefficient de frottement visqueux à vide

Ω Vitesse mécanique de la machine

La fonction de transfert associée au modèle mécanique s'exprime directement selon l'équation (2.12).

$$T_{\Omega}(p) = \frac{1}{1 + \frac{f_t}{j_t} p}
 \tag{2-12}$$

Cette fonction de transfert reste valide et inchangée dans les différents repères qui seront évoqués dans le reste du mémoire.

2.1.1.4 Détermination des énergies et du couple électromagnétique

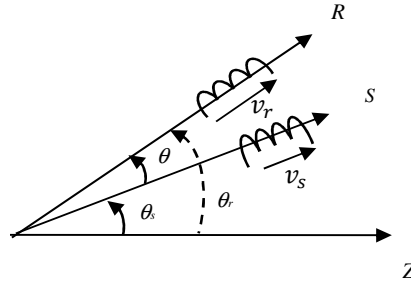


Figure 2-2 : Relation angulaire.

La variation nette d'énergie électrique du système a pour expression :

$$\Delta W_e = \Delta W_{es} + \Delta W_{er} = i_s \Delta \phi_s + i_r \Delta \phi_r \quad (2-13)$$

Où ΔW_{es} est la variation d'énergie dans le stator et ΔW_{er} , celle de l'énergie dans le rotor.

Le flux dans chaque bobine est lié à son induction propre et la mutuelle induction selon :

$$\begin{aligned} \phi_s &= L_s i_s + M \cos(\theta) i_r \\ \phi_r &= L_r i_r + M \cos(\theta) i_s \end{aligned} \quad (2-14)$$

En introduisant (2.14) dans (2.13), la variation d'énergie électrique devient alors :

$$\Delta W_e = i_s L_s \Delta i_s + M \cos(\theta) i_s \Delta i_r - M i_r i_s \sin(\theta) \Delta \theta + i_r L_r \Delta i_r + M \cos(\theta) i_r \Delta i_s - M i_r i_s \sin(\theta) \Delta \theta \quad (2-15)$$

Toute variation d'énergie se décompose en variation d'énergies magnétique et mécanique. Lorsque la variation angulaire est nulle ($\Delta \theta$), cela signifie que l'énergie magnétique accumulée pour une position donnée ($\Delta W_{mag} = \Delta W_e$) vaut :

$$W_{mag} = \frac{1}{2} L_s i_s^2 + \frac{1}{2} L_r i_r^2 + M i_r i_s \cos(\theta) \quad (2-16)$$

La variation totale de l'énergie magnétique a donc pour expression (lorsque $\theta=0$) :

$$\Delta W_{mag} = i_s L_s \Delta i_s + i_r L_r \Delta i_r + M \cos(\theta) i_s \Delta i_r + M \cos(\theta) i_r \Delta i_s - M i_r i_s \sin(\theta) \Delta \theta \quad (2-17)$$

De (2.15) et (2.17), nous en déduisons :

$$\Delta W_m = -M i_r i_s \sin(\theta) \Delta \theta \quad (2-18)$$

Ainsi, si les courants sont tous deux positifs, le couple étant supposé positif avec le sens de rotation en fonctionnement moteur, il suit que la variation de l'angle est négative, ce qui est confirmé par le principe du flux maximal. En notant Ω la vitesse de rotation d'une armature par rapport à l'autre, la puissance mécanique s'écrit :

$$P_m = \frac{dW_m}{dt} = C_{em} \Omega, \quad \Omega = -\frac{d\theta}{dt} \quad (2-19)$$

Nous formulons alors l'expression du couple électromagnétique sous :

$$C_{em} = M i_r i_s \sin(\theta), \quad C_{em} = K_c \Phi_r \Phi_s \sin(\theta) \quad (2-20)$$

2.1.2 Les équations exprimées dans un référentiel diphasé (α, β)

Pour représenter au mieux le comportement d'une MADA en simulation, il est nécessaire de faire appel à un modèle précis mais suffisamment simple pour que les temps de calcul du simulateur ne soient pas excessifs. Le modèle diphasé de la machine asynchrone présente un bon compromis entre ces contraintes.

On peut définir deux repères ou les équations des différents modes (électriques, électromagnétiques et mécaniques), déjà présentées dans un système triphasé, peuvent être réduites. Cela est obtenu grâce à une transformation triphasée-diphasée de type Concordia ou de type Park.

2.1.2.1 Equations dans le repère de Concordia (α, β)

Dans ce repère, les variables du système restent alternatives mais leur nombre est réduit et présentent la caractéristique de conservation des puissances. La modélisation dans ce nouveau repère diphasé est faite selon la Figure 2-3.

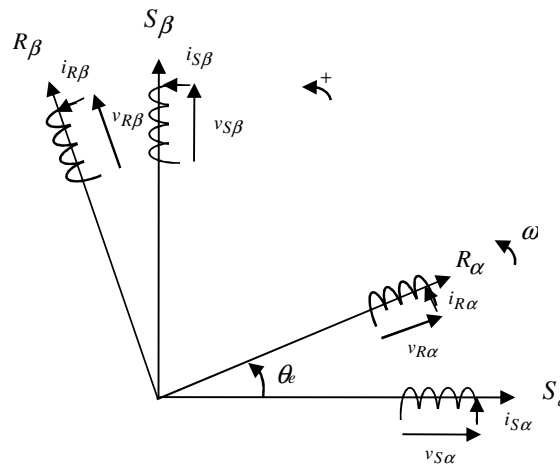


Figure 2-3 : Représentation dans le repère (α, β).

Ce type de représentation dans un repère diphasé présente les caractéristiques suivantes :

- les enroulements statoriques fictifs, équivalents, sont référencés dans un repère (S_α, S_β) stationnaire par rapport au stator,
- les enroulements rotoriques sont référencés dans un repère (R_α, R_β) tournant à la pulsation θ_e par rapport au repère lié au stator (S_α, S_β), mais fixes par rapport au rotor,
- les courants $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ représentent les courants statoriques dans les enroulements S_α, S_β ,
- les courants $i_{r\alpha}, i_{r\beta}$ représentent les courants rotoriques dans les enroulements (R_α, R_β),
- les tensions $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ représentent les tensions statoriques aux bornes des enroulements fixes du stator (S_α, S_β),
- les tensions $v_{r\alpha}, v_{r\beta}$ représentent les tensions rotoriques aux bornes des enroulements fixes du stator (R_α, R_β).

Les composantes du flux statorique dans le repère diphasé lié au stator (S_α, S_β) fixe sont notées $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. Les composantes du flux rotorique sont quant à elles notées $\Phi_{r\alpha}$ et $\Phi_{r\beta}$ et sont exprimées dans le repère (R_α, R_β) lié au repère mobile par rapport au stator.

Les variables des tensions et des flux peuvent être définies dans ce repère :

2.1.2.2 Equations des flux

L'application de la transformation de Concordia aux équations des flux définis dans le référentiel triphasé nous donnent:

$$\begin{aligned} [T]^{-1}[\Phi_{sabc}] &= [T]^{-1}[L_s][I_{sabc}] + [T]^{-1}[L_{sr}][I_{rabc}] \\ [T]^{-1}[\Phi_{rabc}] &= [T]^{-1}[L_r][I_{rabc}] + [T]^{-1}[L_{sr}][I_{sabc}] \end{aligned} \quad (2-21)$$

Notons que la matrice de transformation T est définie en annexe. La matrice d'identité d'ordre 3 s'écrit :

$$[T] \cdot [T]^{-1} = [I_3] \quad (2-22)$$

Nous adopterons aussi la notation suivante :

$$[x_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} x_0 \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

Ces notations nous permettent de réécrire (2.21) de la manière suivante :

$$\begin{aligned} [\Phi_{s\alpha\beta}] &= [T]^{-1}[L_s][T][T]^{-1}[I_{sabc}] + [T]^{-1}[L_{sr}][T][T]^{-1}[I_{rabc}] \\ [\Phi_{r\alpha\beta}] &= [T]^{-1}[L_r][T][T]^{-1}[I_{rabc}] + [T]^{-1}[L_{sr}][T][T]^{-1}[I_{sabc}] \end{aligned} \quad (2-24)$$

Nous définissons alors les matrices suivantes :

$$[W_s] = \begin{bmatrix} L_{os} & 0 & 0 \\ 0 & \ell_s & 0 \\ 0 & 0 & \ell_s \end{bmatrix} \text{ et } [W_r] = \begin{bmatrix} L_{or} & 0 & 0 \\ 0 & \ell_r & 0 \\ 0 & 0 & \ell_r \end{bmatrix} \quad (2-25)$$

Et

$$[m_{sr}] = [m_{rs}]^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_x \cos \theta & -M_x \sin \theta \\ 0 & M_x \sin \theta & M_x \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2-26)$$

Le changement de repère génère alors de nouvelles notions :

$$\begin{aligned}
 L_{os} &= L_s + 2M_s \\
 L_{or} &= L_r + 2M_r \\
 \ell_s &= L_s - M_s \\
 \ell_r &= L_r - M_r \\
 M_x &= \frac{3}{2}M_{sr}
 \end{aligned}
 \tag{2-27}$$

Où : L_{os} : inductance homopolaire stator
 L_{or} : inductance homopolaire rotor
 ℓ_s : inductance cyclique statorique
 ℓ_r : inductance cyclique rotorique
 M_x : inductance mutuelle cyclique stator et rotor

Etant donné que le système est équilibré et que le neutre n'est pas connecté, les composantes homopolaire ne sont pas prises en compte dans ce nouveau repère. Les expressions des flux statoriques et rotoriques dans les repères diphasés (S_α, S_β) et (R_α, R_β) sont :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \ell_s & 0 & M_x \cos \theta & -M_x \sin \theta \\ 0 & \ell_s & M_x \sin \theta & M_x \cos \theta \\ M_x \cos \theta & M_x \sin \theta & \ell_r & 0 \\ -M_x \sin \theta & M_x \cos \theta & 0 & \ell_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix}
 \tag{2-28}$$

2.1.2.3 Application aux équations des tensions

De la même manière, la transformation de Concordia est appliquée aux équations des tensions décrivant le comportement de la MADA :

$$[T]^{-1}[v_{abc}] = [T]^{-1}[R_s][T][T]^{-1}[i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[T]^{-1}[\Phi_{sabc}]
 \tag{2-29}$$

Nous rappelons que les éléments de la matrice de transformations de Concordia sont constants. Il est donc possible de faire intervenir l'opérateur de dérivé avec cette matrice. Les variables statoriques et rotoriques exprimées dans un repère diphasé sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ v_{r\alpha} \\ v_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}
 \tag{2-30}$$

2.1.2.4 Les équations électromagnétiques

Il est possible que le couple électromagnétique de la MADA peut être calculé de plusieurs façon dans le repère (α, β) suivant les grandeurs choisies :

$$\begin{aligned}
 \vec{C}_{em} &= N_p \frac{(1-\sigma)}{\sigma M_x} (\vec{\Phi}_s \wedge \vec{\Phi}_r) \\
 \vec{C}_{em} &= N_p (\vec{\Phi}_s \wedge \vec{I}_s) \\
 \vec{C}_{em} &= N_p (\vec{I}_r \wedge \vec{I}_s) \\
 \vec{C}_{em} &= N_p (\vec{I}_r \wedge \vec{\Phi}_s) \\
 \vec{C}_{em} &= N_p (\vec{\Phi}_r \wedge \vec{I}_s)
 \end{aligned} \tag{2-31}$$

Où $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s - L_r}$ Coefficient de dispersion

Le modèle mécanique reste inchangé dans le nouveau repère et sera utilisé dans la définition qui suivra le long de ce chapitre.

2.1.2.5 Les équations exprimées dans un référentiel tournant diphasé (d, q)

En régime permanent, les grandeurs électriques représentées dans ce repère sont constantes. Ce nouveau repère est appliqué après la transformation de Concordia (α, β) définissant ainsi toutes les variables de la MADA. Ainsi cette machine virtuelle, et équivalente sera soumise à une transformation dans un repère tournant (d, q) (transformation de Concordia suivie de la transformation de Park, décrite en Annexe) comme illustré dans la Figure 2-4.

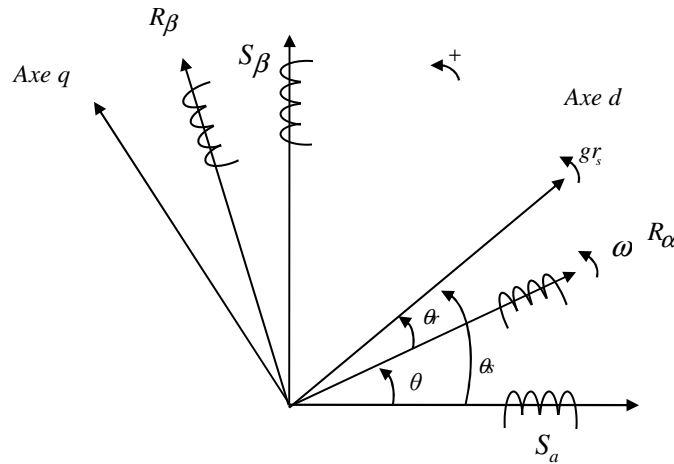


Figure 2-4 : Représentation dans le repère (d, q).

Ainsi dans ce repère, (S_α, S_β) sont les enroulements diphasés équivalents statorique et (R_α, R_β) les enroulements diphasés équivalents rotorique. Dans les repères « fixes » toutes les variables du modèle sont alternatives, alors que dans le repère tournant (d, q), elles sont constantes. Les enroulements statoriques sont stationnaires, alors que les enroulements rotoriques sont repérés par un angle variable (θ), Il représente la position angulaire électrique du rotor par rapport à l'armature du stator. La relation angulaire suivante peut être définie :

$$\theta_s = \theta_r + \theta \tag{2-32}$$

La position angulaire θ_s est relative à l'axe d du repère tournant d,q par rapport à la bobine diphasé équivalente du stator noté S_α . θ_r est la position angulaire relative de l'axe d du repère tournant par rapport à la bobine diphasée équivalente du rotor notée R_α .

Les vitesses des différents référentiels sont définies par :

$$\begin{aligned}\frac{d\theta_s}{dt} &= \omega_s \\ \frac{d\theta_e}{dt} &= \omega \\ \omega_s &= \omega + \omega_r\end{aligned}\tag{2-33}$$

Par conséquent, les expressions des tensions définies dans le repère tournant d,q sont les suivantes:

$$\begin{aligned}v_{sd}(t) &= R_s i_{sd}(t) + \frac{d\Phi_{sd}(t)}{dt} - \frac{d\theta_s(t)}{dt} \Phi_{sq}(t) \\ v_{sq}(t) &= R_s i_{sq}(t) + \frac{d\Phi_{sq}(t)}{dt} + \frac{d\theta_s(t)}{dt} \Phi_{sd}(t) \\ v_{rd}(t) &= R_r i_{rd}(t) + \frac{d\Phi_{rd}(t)}{dt} - \frac{d\theta_r(t)}{dt} \Phi_{rq}(t) \\ v_{rq}(t) &= R_r i_{rq}(t) + \frac{d\Phi_{rq}(t)}{dt} + \frac{d\theta_r(t)}{dt} \Phi_{rd}(t)\end{aligned}\tag{2-34}$$

Les termes Φ_{sd} , Φ_{sq} , Φ_{rd} et Φ_{rq} , I_{sd} , I_{sq} , I_{rd} et I_{rq} sont respectivement les variables des flux et des courants définis dans le nouveau repère d,q . Les flux statoriques et rotoriques peuvent s'exprimer en appliquant la transformation de Park et on obtient :

$$\begin{aligned}\Phi_{sd}(t) &= L_s i_{sd}(t) + M_{sr} i_{rd}(t) \\ \Phi_{sq}(t) &= L_s i_{sq}(t) + M_{sr} i_{rq}(t) \\ \Phi_{rd}(t) &= L_r i_{rd}(t) + M_{sr} i_{sd}(t) \\ \Phi_{rq}(t) &= L_r i_{rq}(t) + M_{sr} i_{sq}(t)\end{aligned}\tag{2-35}$$

En appliquant la transformation de Laplace sur l'équation (2-34), on obtient les expressions suivantes:

$$\begin{aligned}V_{sd}(p) &= R_s I_{sd}(p) + p\Phi_{sd}(p) - \omega_s \Phi_{sq}(p) \\ V_{sq}(p) &= R_s I_{sq}(p) + p\Phi_{sq}(p) + \omega_s \Phi_{sd}(p) \\ V_{rd}(p) &= R_r I_{rd}(p) + p\Phi_{rd}(p) - \omega_r \Phi_{rq}(p) \\ V_{rq}(p) &= R_r I_{rq}(p) + p\Phi_{rq}(p) + \omega_r \Phi_{rd}(p)\end{aligned}\tag{2-36}$$

En introduisant les notions des tensions intermédiaires :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rd} &= V_{sd1ref} \\
 V_{sq} - \frac{M_{sr}}{L_r} V_{rq} &= V_{sq1ref} \\
 V_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sd} &= V_{rd1ref} \\
 V_{rq} - \frac{M_{sr}}{L_s} V_{sq} &= V_{rq1ref}
 \end{aligned} \tag{2-37}$$

Des termes de couplage notés P_{1d} , P_{1q} , P_{2d} et P_{2q} sont donnés ci-dessous, ils interviennent dans la modélisation et témoignent de l'interaction entre les axes d et q de la MADA.

Ces termes ont des expressions différentes selon le type de modélisation que l'on adopte. En effet, nos travaux qui découlent de ceux déjà initiés par [7], deux modèles de la MADA peuvent être établis, un modèle « courant » et un modèle « flux ».

2.1.2.6 Modélisation de type Courant de la MADA

Dans ce type de modélisation, les tensions intermédiaires font apparaître des termes de couplage à compenser. Ils sont exprimés de la manière suivante:

$$\begin{aligned}
 P_{1d} &= \frac{M_{sr}}{L_r} R_r I_{rd} - \omega_s \Phi_{sq} + \omega_r \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rq} \\
 P_{1q} &= \frac{M_{sr}}{L_r} R_r I_{rq} + \omega_s \Phi_{sd} + \omega_r \frac{M_{sr}}{L_r} \Phi_{rd} \\
 P_{2d} &= \frac{M_{sr}}{L_s} R_s I_{sd} - \omega_r \Phi_{rq} + \omega_s \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{sq} \\
 P_{2q} &= \frac{M_{sr}}{L_s} R_s I_{sq} + \omega_r \Phi_{rd} - \omega_s \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_{sd}
 \end{aligned} \tag{2-38}$$

Ainsi on peut définir les fonctions de transfert qui lient les tensions et les courants pour chaque axe :

$$\begin{aligned}
 T_i^s(p) &= \frac{V_{si1ref} - P_{1i}}{I_{si}} = \frac{V_{si1ref1}}{I_{si}} \\
 T_i^r(p) &= \frac{V_{ri1ref} - P_{2i}}{I_{ri}} = \frac{V_{ri1ref1}}{I_{ri}} \quad i \in (d, q)
 \end{aligned} \tag{2-39}$$

Ce sont des fonctions de transfert de premier ordre et s'expriment selon :

$$\begin{aligned}
 T_i^s(p) &= \frac{1}{R_s (1 + pT_s\sigma)} \\
 T_i^r(p) &= \frac{1}{R_r (1 + pT_r\sigma)}
 \end{aligned} \tag{2-40}$$

Le gain est $\frac{1}{R_s}$ et la constante du temps $T_s\sigma$ pour le coté statorique de la MADA et le gain $\frac{1}{R_r}$ la constante de temps $T_r\sigma$ pour le coté rotorique.

Les définitions des puissances au stator et au rotor découlant de ce modèle peuvent être données de la manière suivante :

Au stator :

$$\begin{aligned} P_s &= V_{sd} I_{sd} + I_{sq} V_{sq} \\ Q_s &= V_{sq} I_{sd} - I_{sq} V_{sd} \\ S_s &= \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{aligned} \quad (2-41)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} P_r &= V_{rd} I_{rd} + I_{rq} V_{rq} \\ Q_r &= V_{rq} I_{rd} - I_{rq} V_{rd} \\ S_r &= \sqrt{P_r^2 + Q_r^2} \end{aligned} \quad (2-42)$$

Le schéma de la MADA en tenant compte de ces interactions entre les axes et les côtés statorique et rotoriques est exprimé sur la Figure 2-5.

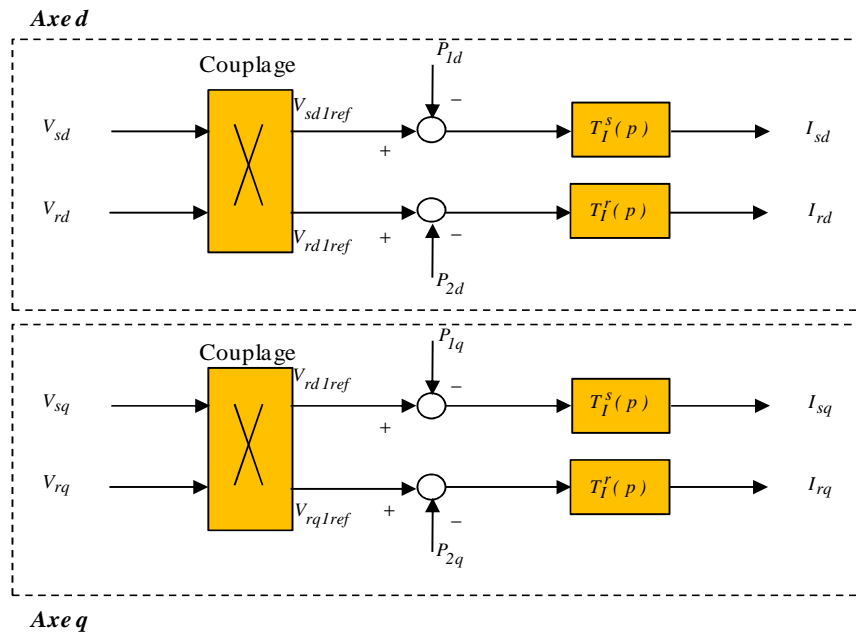


Figure 2-5 : Principe de la modélisation de la MADA de type courant.

Les équations électromagnétiques

Le couple électromagnétique de la MADA dans le repère d,q peut être exprimé en fonction des courants, il vient alors :

$$C_{em} = N_p M_{sr} (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) \quad (2-43)$$

2.1.2.7 Modélisation de type flux de la MADA

L'intérêt majeur de cette modélisation est sa simplicité et la diminution des couplage entre les axes de la MADA [7].

En effet, le modèle flux est le modèle reflétant le mieux les phénomènes physiques. Effectivement, aboutir à un contrôle direct des flux avec très peu d'interaction entre les côtes de la machine nous place dans une configuration très proche des méthodes DTC (Direct Torque Control) au stator et au rotor.

Avec un modèle dans l'espace d'état et en appliquant la transformation de Laplace tel que :

$$\begin{aligned} p\underline{X}(p) &= A\underline{X}(p) + BU(p) + IP(p) \\ \underline{Y}(p) &= C\underline{X}(p) \end{aligned} \quad (2-44)$$

Le vecteur d'état correspond dans ce cas aux flux qu'on veut contrôler, il s'exprime par :

$$\underline{X}(p) = \begin{pmatrix} \Phi_{sd}(p) \\ \Phi_{sq}(p) \\ \Phi_{rd}(p) \\ \Phi_{rq}(p) \end{pmatrix} \quad \underline{X}(t) = \frac{d\underline{X}(t)}{dt} \Rightarrow p\underline{X}(p) \quad (2-45)$$

Le vecteur de commande quant à lui s'écrit de la manière suivante :

$$\underline{U}(p) = \begin{pmatrix} V_{sd}(p) \\ V_{sq}(p) \\ V_{rd}(p) \\ V_{rq}(p) \end{pmatrix} \quad (2-46)$$

On constate qu'avec ce modèle, et contrairement au modèle courant déjà établi, que nous n'avons pas besoin de définir les tensions intermédiaires. Le vecteur de commande est constitué des tensions diphasées "directe" et en "quadrature".

Les expressions des termes de couplage à compenser sont exprimées dans (2.48). On notera l'apparition d'un terme lié au côté opposé de la machine et d'un terme lié à l'autre axe du même côté. Prenons par exemple la première composante P_{1d} , son action concerne le flux stator dans l'axe d , Φ_{sd} . Le terme Φ_{rd} représente l'influence de l'axe direct rotorique sur ce flux, alors que le terme Φ_{sq} représente l'influence de l'axe en quadrature statorique, soit l'influence de l'axe en quadrature sur l'axe direct. On peut traduire cela par l'influence de l'axe "actif", générant le couple, sur l'axe "magnétisant", garant de l'état magnétique de la machine.

$$\underline{P} = \begin{pmatrix} P_{1d} \\ P_{1q} \\ P_{2d} \\ P_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \Phi_{rd} + \omega_s \Phi_{sq} \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \Phi_{rq} - \omega_s \Phi_{sd} \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \Phi_{sd} + \omega_s \Phi_{rq} \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_r L_s \sigma} \Phi_{sq} - \omega_s \Phi_{rd} \end{pmatrix} \quad (2-47)$$

Les différentes matrices sont alors déduites. La matrice dynamique A est :

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r \sigma} \end{pmatrix} \quad (2-48)$$

Cette matrice est diagonale et ne présente plus d'interaction entre les différents axes des différents cotés. C'est-à-dire qu'il n'y a pas de terme de couplage direct entre les différentes variables. La matrice de commande B est égale à la matrice identité :

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2-49)$$

Le vecteur de sortie est quant à lui donné par la matrice C, que l'on choisira selon l'orientation du flux désiré. Le choix dans nos travaux s'est porté sur une orientation du flux statorique selon l'axe direct d , ce qui permet écrire la matrice C sous la forme :

$$C = (1 \quad 0 \quad 0 \quad 0) \quad (2-50)$$

Les fonctions de transfert correspondant au modèle du flux sont :

$$\begin{aligned} T_{\Phi_i}^s(p) &= \frac{V_{siref} + P_{1i}}{\Phi_{si}} & i = d, q \\ T_{\Phi_i}^r(p) &= \frac{V_{riref} + P_{2i}}{\Phi_{ri}} \end{aligned} \quad (2-51)$$

Les fonctions de transfert liant les tensions directes aux flux stator et rotor sont:

$$\begin{aligned} T_i^s(p) &= \frac{\frac{L_s \sigma}{R_s}}{p \frac{L_s \sigma}{R_s} + 1} \\ T_i^r(p) &= \frac{\frac{L_r \sigma}{R_r}}{p \frac{L_r \sigma}{R_r} + 1} \end{aligned} \quad (2-52)$$

Ces fonctions de transfert sont du premier ordre avec un gain et une constante de temps statorique de valeur $\frac{L_s \sigma}{R_s}$ pour le stator et $\frac{L_r \sigma}{R_r}$ pour le rotor.

Les expressions des puissances actives et réactives statoriques deviennent :

$$\begin{aligned} P_s &= \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{sd} (L_r \Phi_{sd} - M_{sr} \Phi_{rd}) + V_{sq} (L_r \Phi_{sq} - M_{sr} \Phi_{rq})) \\ Q_s &= \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{sq} (L_r \Phi_{sd} - M_{sr} \Phi_{rd}) - V_{sd} (L_r \Phi_{sq} - M_{sr} \Phi_{rq})) \\ S_s &= \sqrt{P_s^2 + Q_s^2} \end{aligned} \quad (2-53)$$

Les expressions des puissances actives et réactives rotoriques sont :

$$\begin{aligned}
 P_r &= \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{rd} (L_{sr} \Phi_{rd} - M_{sr} \Phi_{sd}) + V_{rq} (L_s \Phi_{rq} - M_{sr} \Phi_{sq})) \\
 Q_r &= \frac{1}{L_s L_r \sigma} (V_{rq} (L_s \Phi_{rd} - M_{sr} \Phi_{sd}) - V_{rd} (L_s \Phi_{rq} - M_{sr} \Phi_{sq})) \\
 S_r &= \sqrt{P_r^2 + Q_r^2}
 \end{aligned} \tag{2-54}$$

Le principe de la modélisation de type flux est montré dans la Figure 2-6.

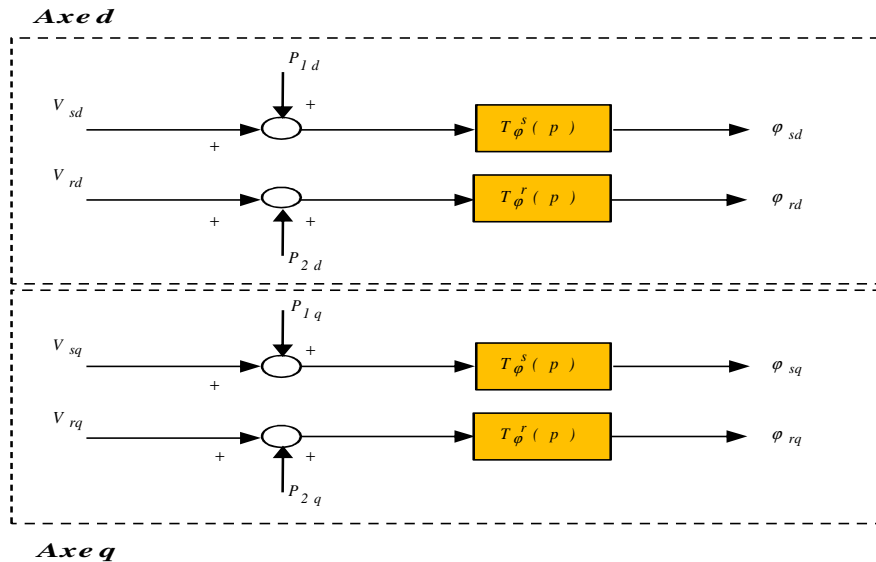


Figure 2-6 : Modélisation de la MADA de type flux

Les équations électromagnétiques

L'expression du couple électromagnétique de la MADA dans le repère (d,q) selon le modèle flux peut s'exprimer:

$$C_{em} = \frac{N_p M_{sr}}{L_r L_s \sigma} (\Phi_{sq} \Phi_{rd} - \Phi_{sd} \Phi_{rq}) \tag{2-55}$$

Les modèles flux retenus pour la MADA est celui qui permet de représenter le plus fidèlement possible le comportement de la machine, et permet ainsi la conception de la stratégie de commande adéquate. Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons à la modélisation de la deuxième partie du propulseur représentée par l'hélice.

Conclusion sur la modélisation de la machine.

Une première partie du propulseur représentée par la MADA a été modélisée par les équations formulées dans cette première section de ce chapitre.

Les modèles présentés ci-dessus sont des modèles qui décrivent le plus fidèlement possibles le comportement de la machine et permettent ainsi la conception de la commande.

Dans la partie qui suit, nous allons essayer d'établir les modèles mathématiques de la deuxième partie du propulseur représentée par l'hélice qui constitue la charge vis-à-vis de la MADA.

2.2 Modèle Hydrodynamique de base de l'hélice

Le modèle hydrodynamique constitue le modèle de base des propulseurs. Il représente une modélisation partielle de l'hélice qui est généralement intégré dans des modèles plus complexes et prenant en compte des phénomènes qui se déroulent autour de l'hélice.

Il est important de rappeler certains principaux paramètres utilisés par les constructeurs pour caractériser des hélices marines, considérée dans le cadre de cette étude comme étant carénée, à pales fixes et symétriques dont les paramètres sont donnés dans l'annexe.B.2.

2.2.1 Introduction aux hélices

Les hélices de propulsion ont bénéficié durant ces dernières années de nombreuses études théoriques [79] [80], suivies d'études expérimentales pour modéliser finement leur fonctionnement en régime établi dans l'environnement marin.

Pour caractériser les hélices marines, les constructeurs utilisent un certain nombre de paramètres [81] [82], les lecteurs sont invités à lire toutes les définitions des grandeurs utilisées dans cette partie qui sont données au début de ce mémoire :

- *Le coefficient de poussée* : il est lié à la poussée de l'hélice et est noté:

$$K_T = \frac{T}{\rho n^2 d^4} \quad (2-56)$$

- *Le coefficient du couple* : il est lié au couple hydrodynamique Q et s'exprime selon :

$$K_Q = \frac{Q}{\rho n^2 d^5} \quad (2-57)$$

- *Le rendement en eau libre* : il est défini comme étant le rendement théorique de l'hélice en absence de perturbation :

$$n_0 = \frac{T v_a}{2 \pi n Q} \quad (2-58)$$

- *Le coefficient d'avance* : C'est le coefficient qui représente la vitesse d'avance de l'hélice à travers le fluide par rapport à la vitesse de rotation de l'hélice, il est noté J :

$$J = \frac{v_a}{n d} \quad (2-59)$$

- *Le nombre de cavitation* : il sert de critère pour définir les conditions de cavitation des hélices, il est noté σ_c :

$$\sigma_c = \frac{2(p_a - p_c)}{\rho v_p^2} \quad (2-60)$$

- *L'angle de calage* : c'est l'angle ϕ entre la corde et le plan de l'hélice, il varie essentiellement en fonction du rayon (voir Fig2.12).

- *Le pas* : c'est la distance géométrique théorique que l'hélice a parcouru lorsqu'elle a fait une rotation complète. Il est exprimé en fonction de l'angle de calage :

$$P = 2 \pi r \tan(\phi) \quad (2-61)$$

Si le pas est constant durant toute la section alors l'hélice est dite à « pas constant » et on définit ainsi le pas réduit exprimé en fonction du pas P et du diamètre D : P/D

- *Le nombre de pales* : il est noté Z .

2.2.2 Relation hydrodynamique de base

La relation découle d'un principe qui permet de considérer l'hélice comme un générateur d'impulsion parfait qui communique une variation de pression à chaque particule qui traverse le cercle balayé par l'hélice (Rankine-Froude:1889).

La théorie suppose qu'il existe un tube qui traverse le disque de section S de l'hélice (Figure 2-7). Le tube est supposé cylindrique en amont, de section S_1 supérieure à S et la vitesse ambiante v_a du fluide uniforme. Loin en aval le tube est cylindrique, de section S_2 inférieure à S , et la vitesse v_a dans le tube de courant est également uniforme [83]. On retient une hypothèse de ce modèle selon laquelle les deux vitesses sont de mêmes signes.

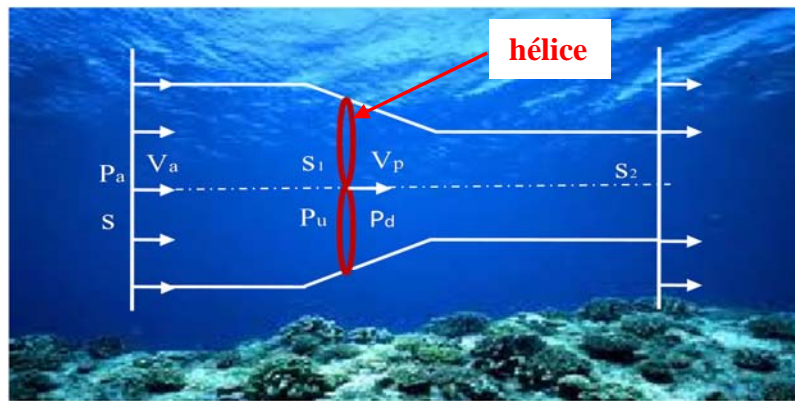


Figure 2-7 : Ecoulement de l'eau à travers l'hélice.

La loi de Bernoulli appliquée sur le fluide entre les deux disques permet d'écrire :

En amont de l'hélice, c'est-à-dire entre les sections S_1 et S , on obtient :

$$\frac{P_a}{\rho} + \frac{v_a^2}{2} = \frac{P_u}{\rho} + \frac{v_p^2}{2} \quad (2-62)$$

De même, en aval, on écrit que :

$$\frac{P_d}{\rho} + \frac{v_p^2}{2} = \frac{P_a}{\rho} + \frac{v_w^2}{2} \quad (2-63)$$

Des équations (2.47) et (2.48), on déduit :

$$(p_d - p_u) = \frac{\rho}{2} (v_w^2 - v_a^2) \quad (2-64)$$

La poussée T a été introduite par Whitcomb et Yoerger. En effet, ils font intervenir le principe fondamental de la dynamique pour écrire que la poussée est la somme de la différence de pression en amont et en aval de l'hélice et de la masse d'eau accélérée à l'intérieur du carénage, [84] :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + a (p_d - p_u) \quad (2-65)$$

γ est le coefficient de masse et permet de prendre en considération la quantité d'eau à l'extérieur du carénage qui est généralement déterminé expérimentalement.

En remplaçant l'équation (2.64) dans (2.65), on écrit :

$$T = \rho a l \gamma \dot{v}_p + \frac{1}{2} \rho a (v_w^2 - v_a^2) \quad (2-66)$$

Lorsque le volume d'eau dans le canal est assez conséquent, on écrit :

$$v_p = \frac{1}{2}(v_a + v_w) \quad (2-67)$$

Dans le cas où $v_a = 0$ (vitesse des courants marins est nulle) , nous pouvons écrire en fonction de la variable indépendante v_p , que la poussée devient :

$$T = \rho a l \gamma_p + 2 \rho a |v_p| v_p \quad (2-68)$$

Les coefficients $\Delta\beta$ et γ peuvent être déterminés expérimentalement pour compenser parfois des erreurs des modèles établis.

2.2.3 Modèle du régime permanent

Il a été démontré par [85] [86] à partir de la co-énergie cinématique et de la quantité de mouvement que la poussée d'une hélice en fonction de sa vitesse de rotation peut être exprimée comme suit:

$$T = \rho a r^2 \eta_T^2 t g^2(\phi) \Omega |\Omega| \quad (2-69)$$

Cette équation n'est vraie qu'en régime permanent (lorsque la vitesse ambiante de l'eau est négligeable). Ce modèle se trouve très répandu dans la littérature et surtout dans les commandes en poussées actuelles. Il est possible de retrouver cette même formule à partir de l'expression et en posant $\dot{v}_p = 0$ (régime permanent), d'où v_p se calcule :

$$v_p = \eta t g(\phi) \Omega \quad (2-70)$$

Avec un coefficient compris entre 0 et 1 et le pas angulaire de l'hélice ϕ , on obtient ainsi :

$$T = \rho a r^2 \eta^2 \Delta\beta t g^2(\phi) \Omega |\Omega| \quad (2-71)$$

Si on néglige les pertes, alors la loi de conservation de l'énergie permet d'exprimer le couple résistant créé par l'hélice en régime permanent [84] par :

$$Q = \frac{T v_a}{\Omega} \quad (2-72)$$

De cette équation, on peut évaluer le couple résistant à partir de la mesure de la vitesse de rotation, ce couple est approximé par une fonction proportionnelle au carré de la vitesse [87]:

$$Q = \rho a r^3 \eta^3 t g^3(\phi) \Omega |\Omega| \quad (2-73)$$

La synthèse de ce modèle défini en régime permanent est représentée dans la Figure 2-8.

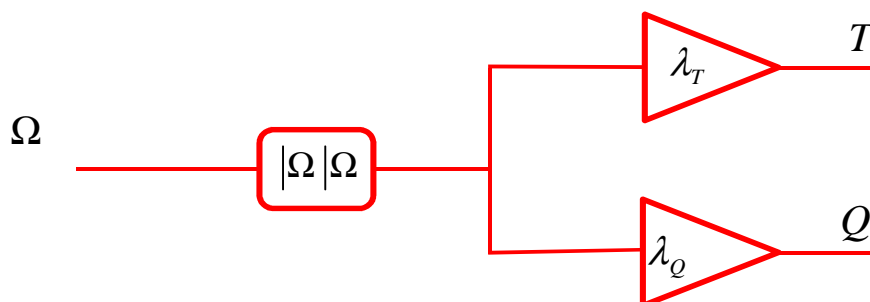


Figure 2-8 : Schéma de principe du modèle de l'hélice en régime permanent.

L'obtention des coefficients passe par une série d'essais dans l'eau statique (sans courants marins) pour plusieurs valeurs de Ω . L'hélice doit être immergée et doit être en charge. La mesure de T se fait à l'aide d'un capteur de force tandis que Q se mesure avec un couplemètre.

2.2.4 Modèle K_T/K_Q

Dans la littérature, la modélisation des propulseurs passe par des courbes de performances données généralement par les constructeurs d'hélice ou obtenus expérimentalement. Ce modèle reflète correctement la réalité physique des phénomènes se déroulant autour des hélices. En effet, il permet de prendre en considération la vitesse des courants marins et la vitesse d'avances du navire avec le coefficient d'avance J . Cette courbe représente, comme le montre la Figure 2-9, l'évolution des coefficients de poussée K_T , et du couple hydrodynamique K_Q ainsi que du rendement en fonction du coefficient d'avances J .

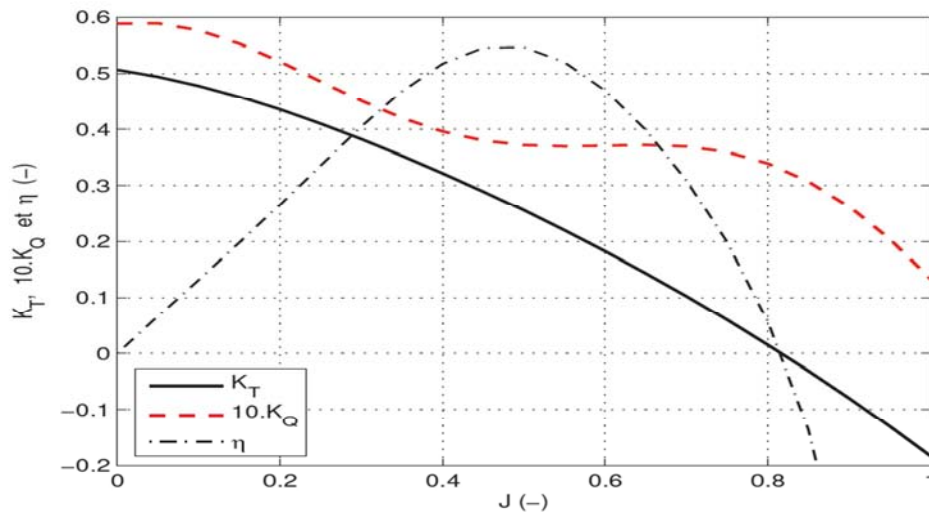


Figure 2-9 : Abaques de K_Q et K_T en fonction du coefficient d'avance J [81].

On écrit ainsi ces coefficients K_T et K_Q à partir de la vitesse de rotation de l'hélice, du nombre d'avance J , de la poussée T et du couple hydrodynamique Q :

$$K_T(J) = 4\pi \frac{T}{\rho d^4 |\Omega| \Omega} \quad (2-74)$$

$$K_Q(J) = 4\pi \frac{Q}{\rho d^5 |\Omega| \Omega} \quad (2-75)$$

Le rendement de l'hélice est déduit des équations :

$$\eta = \frac{K_T J}{K_Q 2\pi} \quad (2-76)$$

Le schéma de principe de ce modèle est présenté dans la Figure 2-10.

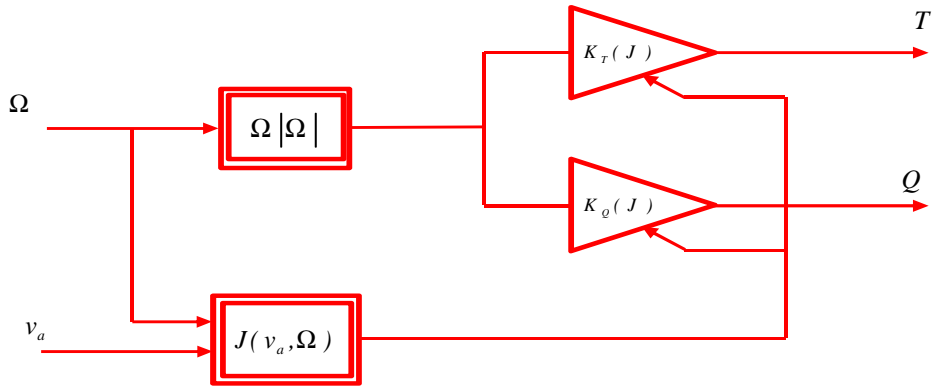


Figure 2-10 : Schéma de principe du modèle pseudo permanent.

v_a : vitesse ambiante des courants marins

2.2.5 Modèle de l'aile portante

Appelé aussi le modèle « à quatre quadrants », car l'hélice comme un moteur électrique est amené à travailler dans des conditions variables au cours de son cycle de fonctionnement. Les quatre quadrants sont définis par le signe de la vitesse de rotations et de la vitesse d'avance du navire comme le montre la Figure 2-11.

Le principe du modèle de l'aile portante pour une hélice marine est de la ramener à une hélice aérodynamique immergée dans l'eau. Lorsqu'elle tourne, elle est caractérisée par une force de portance et une force de trainée.

II $\Omega < 0$ $sign(v_a) \neq sign(\Omega)$	I $\Omega > 0$ $sign(v_a) = sign(\Omega)$	Ω
III $\Omega < 0$ $sign(v_a) = sign(\Omega)$	IV $\Omega > 0$ $sign(v_a) \neq sign(\Omega)$	

Figure 2-11 : Fonctionnement en quatre quadrants de l'hélice.

Whitcomb et Yoerger [88] écrivent que la poussée et le couple hydrodynamique comme suit :

$$\begin{aligned} T &= L \cos(\theta) - D \sin(\theta) \\ Q &= 0.7 rL \sin(\theta) + D \cos(\theta) \end{aligned} \tag{2-77}$$

L et D sont les caractéristiques de la portance et de trainée. Ce sont des coefficients dépendant principalement de l'angle d'attaque α .

Le modèle suppose que le centre de la poussée de la pale se situe à 70% de son rayon, ce qui nous permet d'écrire que la vitesse instantané est une fonction de Ω et v_p :

$$V = \sqrt{v_p^2 + (0.7r\Omega)^2} \quad (2-78)$$

v_p est généralement déterminé à partir du modèle de base hydrodynamique, et l'angle d'incidence β peut être calculé à l'aide de la fonction $\text{atan2}(0.7r\Omega, v_p)$.

$$\text{Où : } \alpha = \phi + \beta + \frac{\pi}{2}$$

Le schéma décrivant le modèle est reporté dans la Figure 2-12.

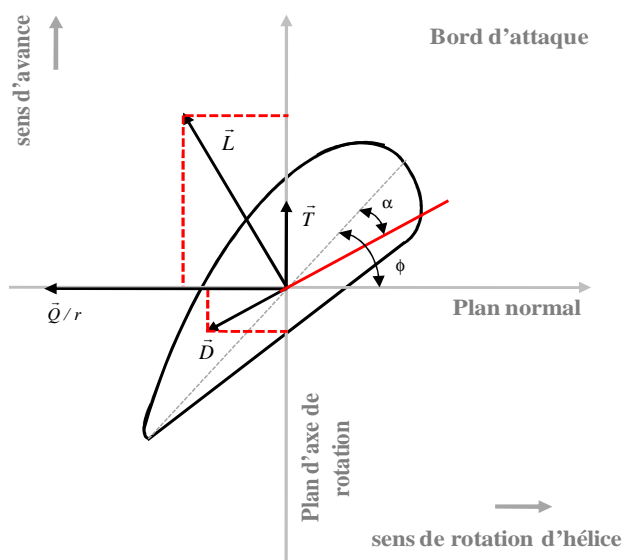


Figure 2-12 : Principe de l'aile portante .

On écrit alors les coefficients de portance et de traînée de la manière suivante :

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2} \rho V^2 a C_L(\alpha) \\ D &= \frac{1}{2} \rho V^2 a C_D(\alpha) \end{aligned} \quad (2-79)$$

La principale difficulté de ce modèle est la détermination des coefficients $C_L(\alpha)$ et $C_D(\alpha)$. La solution la plus simple repose sur des essais expérimentaux et de les intégrer dans une table de conversion en fonction de l'angle d'attaque α . Une autre solution consiste à utiliser une approximation de Fourier :

$$\begin{aligned} L &= \frac{1}{2} \rho V^2 a C_{L_{\max}} \sin(2\alpha) \\ D &= \frac{1}{2} \rho V^2 a C_{D_{\max}} (1 - \cos(2\alpha)) \end{aligned} \quad (2-80)$$

Où $C_{L_{\max}}$ et $C_{D_{\max}}$ sont déterminés expérimentalement.

2.3 Conclusion

Un propulseur constitué principalement d'une MADA et d'une hélice supposée à pales fixes et symétriques a été modélisé durant ce chapitre.

Une première étape est celle de la modélisation de la machine asynchrone dans les différents repères (α, β) et (d, q) . Cette étape de définition des modèles en vue d'une commande permet de repérer les grandeurs influençables et influencées et de bâtir les lois de commande adéquates.

La deuxième partie est consacrée au couple de charge hydrodynamique. En effet, ce domaine liant plusieurs disciplines (hydrodynamique, mécanique, automatique) est devenu un enjeu particulier pour les acteurs de la propulsion navale.

Même si la littérature reste creuse dans ce domaine, des modèles de propulseurs ont déjà été élaborés et éprouvés. Ces modèles varient selon le degré de complexité qu'on se donne et la prise en considération des phénomènes se déroulant autour des hélices.

La relation hydrodynamique de base reste le point de départ dont beaucoup d'études se sont appuyés pour élaborer les modèles déjà cités.

Parmi les modèles les plus connus, on peut citer le modèle du régime permanent. Ce modèle simple de premier ordre, qui permet de donner des résultats satisfaisant en régime stabilisé. L'inconvénient majeur de ce modèle est sa non prise en compte de la vitesse ambiante relative à l'eau. Le deuxième modèle prend en compte quant à lui la vitesse ambiante de l'eau. Il est basé sur des abaques fournis par les constructeurs d'hélice. Le troisième modèle de l'aile portante, où on assimile les pales de l'hélice à des ailes d'avions, donne de meilleurs résultats. La principale difficulté de ce modèle est la détermination des caractéristiques de la portance et de la trainée.

Une fois les modèles établis, le prochain chapitre est dédié à la validation des commandes du propulseur avec les différents modèles établis durant ce chapitre.

Chapitre 3
Les stratégies de commande appliquées à la
Machine Asynchrone à Double Alimentation

3.1 Introduction

La commande des machines électriques est un domaine très dépendant du contexte et de l'environnement où celles-ci sont employées. En effet, la nature de la charge, les grandeurs qu'on le veut contrôler, ainsi que les régimes de fonctionnement recherchés impactent les modèles et les lois de commandes de machines à appliquer.

La modélisation de la machine asynchrone à double alimentation et du couple de charge hydrodynamique a été évoquée dans le deuxième chapitre. Il est à rappeler que la nature même du couple de charge conditionne largement le choix de la loi de commande à appliquer.

En règle générale, et dans les applications classiques, on s'efforce de contrôler trois grandeurs mécaniques : le couple, la vitesse et la position (séparément ou simultanément). On fait alors appel aux techniques de l'automatique : soit la commande est de type linéaire classique (discrète ou continue), alors les régulateurs de types PI et PID sont ainsi utilisés, ou la commande est type non linéaire et des régulateurs de type hystérésis ou modes glissants sont alors employés. Toutes ces lois de contrôle sont appliquées pour répondre favorablement aux contraintes des cahiers des charges spécifiques imposés par chaque application.

Durant ce chapitre, nous allons aborder les stratégies de commande appliquées à la MADA. Nous allons décrire les stratégies de commande de type linéaires appliquées au modèle linéaire de la MADA ainsi que les commandes non linéaires élaborées sur des modèles non linéaire de la machine utilisée comme moteur de propulsion.

Nous terminerons ce chapitre en présentant les résultats de simulation, obtenus dans l'environnement *SABER*, de ces stratégies sur un profil de fonctionnement classique. Puis l'application de ces lois et leur évaluation dans un contexte naval sera évoquée dans le prochain chapitre.

3.2 Simulation dans l'environnement *SABER*

SABER est une plate-forme éprouvée pour la modélisation et la simulation de systèmes physiques. Ce logiciel permet le prototypage virtuel complet du système pour les applications analogiques, électronique de puissance, la production d'énergie électrique, conversion, la distribution et de la mécatronique. Son succès dans le domaine de l'industrie et de l'innovation lui a valu une réputation de la solution de choix pour la validation de conception et d'optimisation pour les systèmes d'énergie, l'automobile et l'aéronautique.

Il se décompose essentiellement en deux sous logiciels :

SKETCH : qui permet de mettre en œuvre les stratégies de commande et la résolution des équations différentielles décrites dans son propre langage *MAST* décrivant le système modélisé.

SCOPE : qui permet de visualiser les résultats découlant de la première étape.

La procédure de simulation du système étudiée passe par une représentation schématique de la structure étudiée dans un fichier « *.sch* ». Nous avons opté pour une implémentation de la commande en langage C, dans la mesure où le même langage sera utilisé dans le DSP programmé en virgule flottante (Voir Figure 3-1).

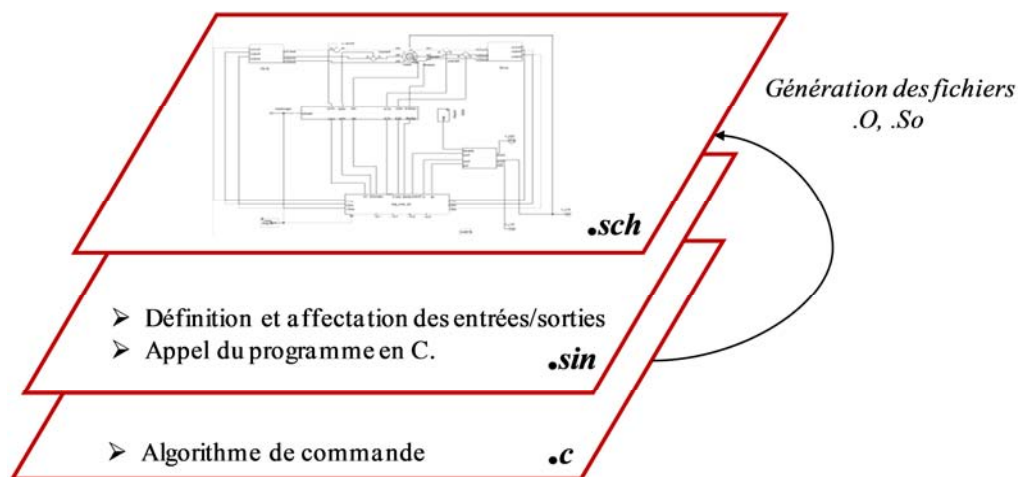


Figure 3-1 : Schéma de procédure de simulation du système sous *SABER*.

L'intérêt d'une telle simulation appelée « pseudo-expérimentation » est la possibilité de se placer dans les véritables conditions de travail du système en temps réel. En effet, *SABER* permet d'écrire les stratégies de commandes discrètes codées en C et de les activer avec une période d'échantillonnage T_e , alors que l'ensemble du système codé en *MAST* est activé avec une période de simulation T_{sim} différente. La relation entre T_e et T_{sim} est donnée par l'équation (3.1).

$$T_e = NT_{sim} \quad (3-1)$$

En prenant en compte une valeur importante de N, on peut se retrouver dans un contexte expérimental où le système simulé peut être considéré comme continu par rapport à l'appel de fonction de régulation.

Un autre intérêt est la possibilité d'introduire des grandeurs qui permettent de reproduire de la manière la plus fidèle possible l'aspect expérimental et ainsi de prendre en compte les temps morts pris en compte lors de la modélisation des IGBT, ainsi que la précision des capteurs utilisés.

Dans ce contexte, nous nous retrouvons avec les mêmes exigences que lors de l'implémentation en temps réel à savoir :

- Choix de la fréquence d'échantillonnage
- Discrétisation temporelle des algorithmes de régulation
- Interaction fonctionnement continu-discret.

Le schéma de principe de simulation sous le logiciel SABER et la répartition des tâches entre les différents blocs est donné par la Figure 3-2:

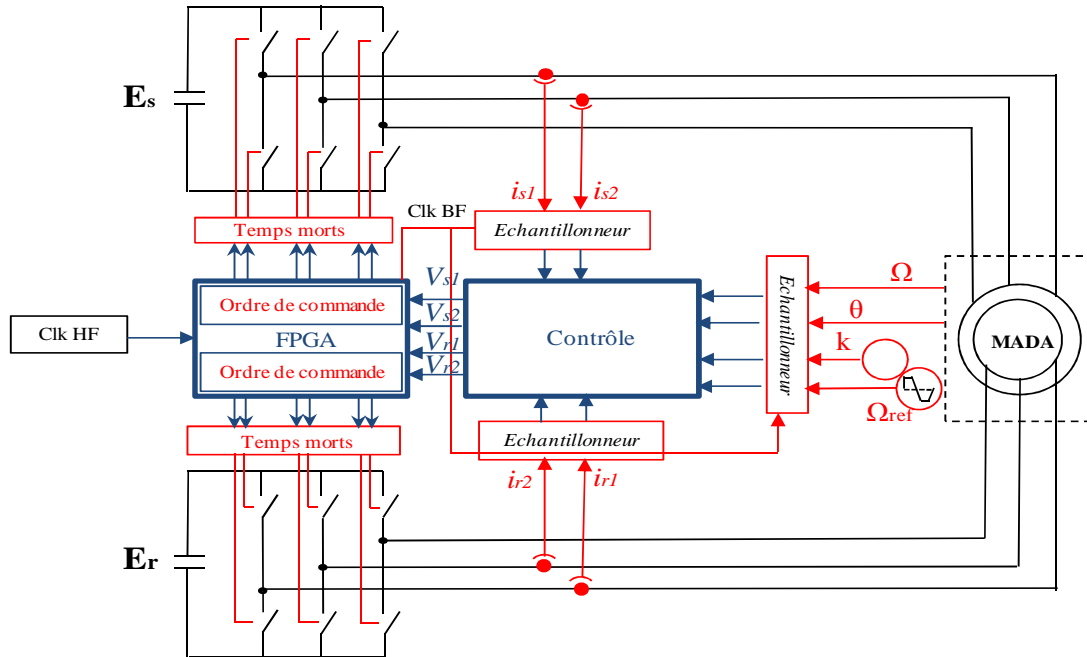


Figure 3-2 : Schéma de simulation du système.

Système étudié

Le système proposé et étudié est présenté dans la Figure 3-3, il fait intervenir :

- Une machine asynchrone à double alimentation d'une puissance de 4kW dont les caractéristiques sont données en annexe,
- Un autotransformateur entre le réseau et le redresseur du coté rotorique afin de respecter le niveau de tension,
- Deux redresseurs et deux onduleurs de tension à bus séparés,
- Un réseau alternatif.

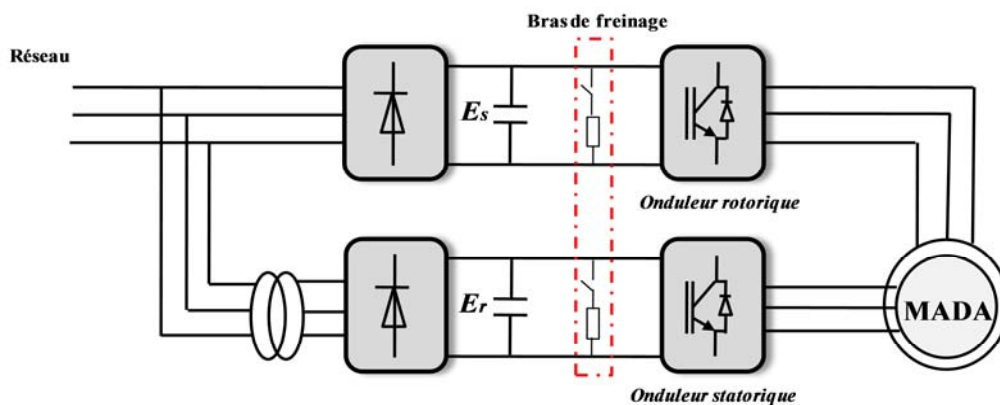


Figure 3-3 : Schéma du système étudié.

3.3 Stratégies de commande

3.3.1 La commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne et la plus rustique. Elle dépend de la nature de l'alimentation (Onduleur de courant ou de tension). L'onduleur de tension est le plus utilisé ce qui ramène à une commande de type V/f (V sur f).

Le principe consiste à imposer aux bornes de la machine le module de la tension ainsi que la pulsation, ce qui permet de garder le flux dans la machine constant. Ce mode de contrôle s'avère le plus simple à réaliser, mais également le moins performant, surtout pour le domaine de basse vitesse. Néanmoins, de nombreux variateurs sont équipés de ce type de contrôle, en particulier pour les applications industrielles de type pompage, climatisation, ventilation...etc. Il s'avère très intéressant pour les applications à forte puissance et pour les applications dont les variateurs ont la plage de vitesse ne dépassant pas 3fois la vitesse extrême [89].

Le contrôle scalaire constitue la première stratégie appliquée sur notre système. La Figure 3-4 montre le principe de la commande appliquée.

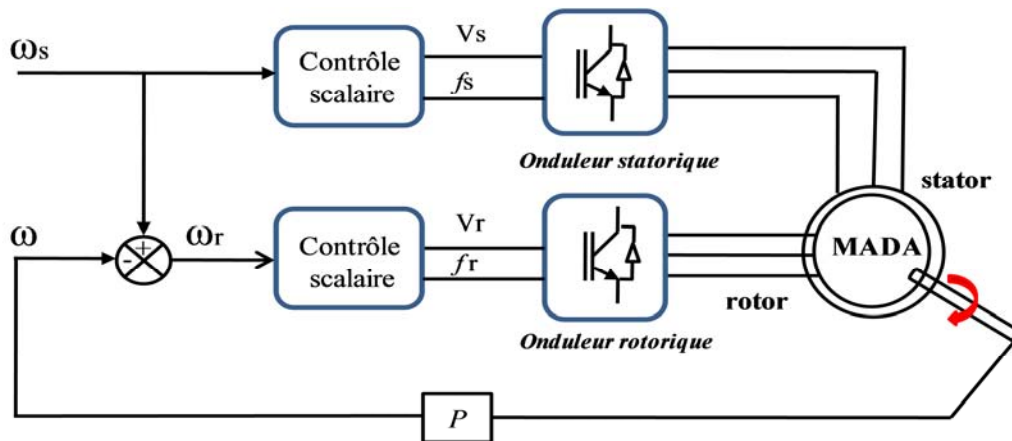


Figure 3-4 : Principe du contrôle scalaire appliqué sur la MADA.

A titre d'exemple de la commande scalaire, une simulation avec une fréquence statorique de 50Hz et une fréquence rotorique imposée a été réalisée. La vitesse de rotation de l'arbre est validée avec la relation d'autopilotage.

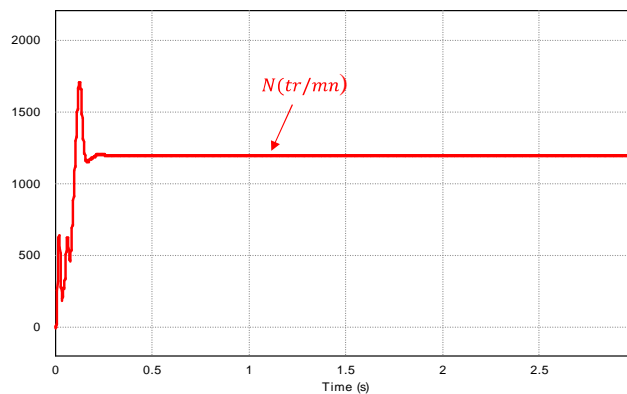


Figure 3-5 : Résultats de simulation de loi v/f.

3.3.2 Stratégies de pilotage linéaires

La loi linéaire appliquée est une commande à orientation d'un flux dont certaines polémiques donnent pérennité à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode d'orientation du flux reviennent à Blaschke au début des années 70, mais ses applications n'ont vu le jour que par les travaux de Léonard dix ans plus tard [90]. Cependant, elle n'a pu être mise en œuvre qu'avec l'arrivée de la micro-électronique. En effet ce type de commande nécessite le calcul de la transformée de Park, l'évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations. Ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique.

Le principal objectif est d'égaliser les performances qu'offre la machine à courant continu à excitation séparée où les grandeurs sont indépendantes.

3.3.2.1 La commande vectorielle à orientation du flux statorique

Afin de ne pas surcharger ce chapitre sur les modèles de commande, seul le modèle flux a été retenu. Ce modèle est en effet celui qui reflète le mieux ce que l'on souhaite réaliser avec la MADA. Nous suivons la même démarche pour la modélisation et pour plus de détails, les lecteurs peuvent s'appuyer sur les travaux précédents [7].

La commande vectorielle se base sur le choix d'un repère de référence. On peut à priori choisir les axes de référence selon l'un des flux présents dans la machine, à savoir orienter notre repère $d-q$ selon:

- Le flux statorique,
- Le flux rotorique,
- Le flux d'entrefer.

Dans le cadre de ce travail, on opte pour l'orientation de l'axe d suivant le flux statorique, on obtient ainsi:

$$\phi_s = \phi_{sd} = \phi_{sn} \quad (3-2)$$

La projection du flux statorique sur l'axe q devient alors nulle :

$$\phi_{sq} = 0 \quad (3-3)$$

Comme nous nous fixons l'objectif d'avoir un facteur de puissance proche de l'unité, alors nous imposons un courant et une tension nuls dans l'axe d . Ainsi le flux dans l'axe d peut être établi par (3-4) :

$$\phi_{rd} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sn} \quad (3-4)$$

La composante du flux rotorique dans l'axe q est une image du couple électromagnétique :

$$\phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (3-5)$$

On arrivera enfin à écrire le couple électromagnétique sous la forme :

$$C_{em} = \frac{\phi_{rq}}{K_{cem}} \quad (3-6)$$

On peut ainsi dresser un tableau avec les objectifs et la manière d'atteindre ces objectifs qui se résume de la manière suivante :

Objectifs	Références
$\Phi_s = \phi_{sd} = \phi_{sn}$	Φ_{sdref}
$\Phi_{sq} = 0$	Φ_{sqref}
$Q_s = 0(\cos \varphi = 1)$	$\Phi_{rdref} = \frac{L_r}{M_{sr}} \phi_{sn}$
$C_{em} = C_{emref}$	$\Phi_{rqref} = K_{cem} C_{emref}$

3.3.2.2 Synthèse des régulateurs

A) Régulateurs des modes magnétique-flux

La modélisation de type flux déjà décrite au chapitre II nous a conduit à deux fonctions de transfert des flux définies comme ce qui suit :

$$T_{\varphi}^s(p) = \frac{1}{p + \frac{R_s}{L_s \sigma}} \quad (3-7)$$

$$T_{\varphi}^r(p) = \frac{1}{p + \frac{R_r}{L_r \sigma}} \quad (3-8)$$

Pour pouvoir réguler les grandeurs flux de chaque côté de la machine, on introduit des régulateurs *PI* discret exprimés par l'application de la transformée en z .

Les fonctions de transferts des modèles flux exprimées dans le domaine discret sont les suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\varphi}^s(p) = \frac{Z^{-1} a_{\varphi s}}{1 - Z^{-1} \varphi_s} \\ \varphi_s = \exp \frac{-T_e R_s}{L_s \sigma} \\ a_{\varphi s} = \frac{L_s \sigma}{R_s} (1 - \varphi_s) \\ T_{\varphi}^r(p) = \frac{Z^{-1} a_{\varphi r}}{1 - Z^{-1} \varphi_r} \\ \varphi_r = \exp \frac{-T_e R_r}{L_r \sigma} \\ a_{\varphi r} = \frac{L_r \sigma}{R_r} (1 - \varphi_r) \end{array} \right. \quad (3-9)$$

L'expression des régulateurs discrets utilisés est obtenue par :

$$T^s(p) = \frac{K(1 - Z^{-1} \alpha)}{1 - z^{-1}} \quad (3-10)$$

La synthèse des valeurs K_s et α_s , K_r et α_r des régulateurs passent par les techniques classiques de l'automatique : soit le placement des pôles, soit la compensation d'un pôle d'un système par un zéro du régulateur. On obtient alors les expressions des quatre régulateurs des flux dans le domaine discret qui peuvent être programmé en langage C selon les expressions de recurrence :

$$\begin{aligned} V_{sdref}(k) &= V_{sdref}(k-1) + K_s(\varepsilon_{\phi sd}(k) - \alpha_s \varepsilon_{\phi sd}(k-1)) \\ V_{sqref}(k) &= V_{sqref}(k-1) + K_s(\varepsilon_{\phi sq}(k) - \alpha_s \varepsilon_{\phi sq}(k-1)) \\ V_{rdref}(k) &= V_{rdref}(k-1) + K_r(\varepsilon_{\phi rd}(k) - \alpha_r \varepsilon_{\phi rd}(k-1)) \\ V_{rqref}(k) &= V_{rqref}(k-1) + K_r(\varepsilon_{\phi rd}(k) - \alpha_r \varepsilon_{\phi rd}(k-1)) \end{aligned} \quad (3-11)$$

B) Régulation du mode mécanique

Un régulateur de vitesse discret sera introduit, comme le montre la Figure 3.6, pour réguler la vitesse de la machine. La fonction de transfert, dans le domaine continu de Laplace, du mode mécanique de la MADA est du premier ordre :

$$T_{\Omega}(p) = \frac{\frac{1}{f_t}}{1 + \frac{J_t}{f_t} p} \quad (3-12)$$

Cette fonction de transfert peut être discrétisée selon :

$$\begin{aligned} T_{\Omega}(z^{-1}) &= \frac{z^{-1} a_v}{1 - z^{-1} b_v} \\ b_v &= \exp\left(-\frac{T_e}{T_v}\right) \\ a_v &= \frac{1 - b_v}{f_t} \\ T_v &= \frac{J_t}{f_t} \end{aligned} \quad (3-13)$$

Un régulateur PI discret est utilisé pour avoir une erreur statique nulle et la dynamique désirée :

$$T^s(p) = \frac{K_v(1 - z^{-1} \alpha_v)}{1 - z^{-1}} \quad (3-14)$$

Les valeurs des gains K_v et α_v sont déterminés de façon à obtenir une réponse en vitesse du système en boucle fermée.

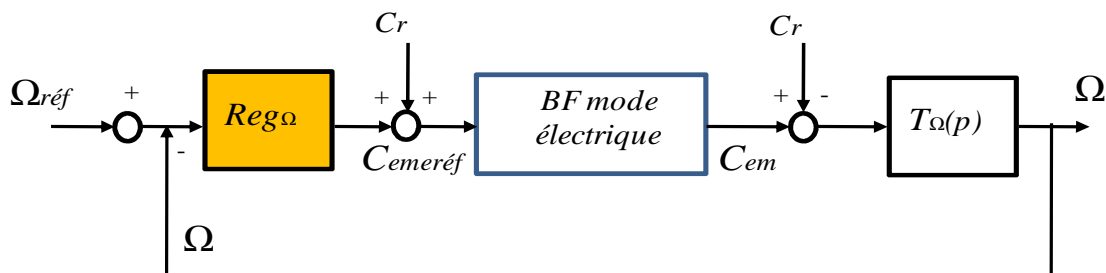


Figure 3-6 : Régulation de la vitesse avec la commande linéaire.

Les performances de la commande vectorielle avec MLI régulière symétrique naturelle sont reportées dans la Figure 3-8. La régulation de vitesse choisie dans ce travail est bien validée puisque la vitesse de rotation de la machine suit bien la référence imposée. L'analyse de la Figure 3-8.b montre que le couple admet des valeurs importantes lors des transitoires et surtout lors de l'application de l'échelon de vitesse.

Les Figures 3-8.c et 3-8.d illustrent la bonne régulation des flux statorique et rotorique dans les axes d , q .

3.4 Stratégies de commande non linéaires

Dans ce qui suit, nous allons introduire les stratégies dites « à structures variables » pour la commande de la machine asynchrone à double alimentation. Il s'agit principalement de la commande par mode de glissement, puis de la double commande dite directe du couple.

3.4.1 La commande par mode de glissement

Il s'agit dans ce chapitre de donner quelques résultats de simulation de la commande dite à structure variable appliquée sur le système déjà décrit.

Les premiers travaux sur la commande par mode de glissement ont vu le jour en 1964 par Fillipov [91], puis appliquée au contrôle des systèmes par Utkin en 1977 (URSS) [92], avant d'être mise en œuvre sur des systèmes rapides au milieu des années 90.

Le principe fondamental de cette stratégie consiste à modifier la structure d'asservissement de manière à glisser sur une surface de glissement bien définie d'où le nom de **mode de glissement**. Dans notre cas, nous remplacerons les régulateurs linéaires déjà discutés par les régulateurs de mode de glissement. Ainsi nous garderons la même structure de réglage identique en modifiant les régulateurs et en gardant les modulateurs MLI.

L'intérêt porté à cette commande est dû au fait qu'elle soit robuste à la variation des paramètres de la machine (comparé à la commande linéaire) et qu'elle ait une fréquence de découpage fixe puisqu'elle fait intervenir des modulateurs de type MLI.

Les généralités sur cette commande sont reportées dans [7]. Nous veillerons à décrire les principes de cette stratégie appliquée à la machine asynchrone à double alimentation. Il faut noter que durant cette phase d'étude, nous avons gardé la modélisation de type flux suite aux inconvénients déjà cités.

La modélisation de type flux de la machine asynchrone à double alimentation dans le repère tournant d , q est décrite dans l'espace d'état selon :

$$\dot{\underline{X}} = \underline{A}\underline{X} + \underline{B}\underline{U} + \underline{I}P \quad (3-15)$$

Nous définissons comme variable d'état le vecteur composé des flux de la machine et comme vecteur de commande les tensions intermédiaires.

$$\underline{X} = \begin{pmatrix} \underline{\Phi}_s \\ \underline{\Phi}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{pmatrix}, \underline{U} = \begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ \underline{V}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{pmatrix} \quad (3-16)$$

La matrice dynamique est A et de commande B s'écrivent comme suit :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_s}{L_s \sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_r}{L_r \sigma} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-R_r}{L_r \sigma} \end{bmatrix}, B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3-17)$$

Le vecteur de termes à compenser est P et exprimé comme suit :

$$P = \begin{pmatrix} \frac{R_s M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \Phi_{rd} + \Phi_{sq} \omega_s \\ \frac{R_s M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \Phi_{rq} - \Phi_{sd} \omega_s \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \Phi_{sd} + \Phi_{rq} \omega_r \\ \frac{R_r M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \Phi_{sq} - \Phi_{rd} \omega_r \end{pmatrix} \quad (3-18)$$

3.4.2 Principe de la commande à mode glissant

La commande par mode de glissement est une commande tout ou rien qui exploite un nouveau phénomène (glissement) pour résoudre le problème de commande selon le même principe :

1. Définir une surface de glissement telle que, lorsqu'on est sur cette surface, l'erreur converge vers zéro.
2. Vérifier que la commande qui maintient l'état sur la surface de glissement satisfait les contraintes de type $u_{min} < u < u_{max}$
3. Définir une commande qui amène l'état sur la surface de glissement.

A) Régulation des modes flux

Il devient judicieux et plus simple de choisir la surface de commutation comme étant l'erreur du vecteur d'état, or pour cette commande le vecteur de commande est constitué des flux, alors la surface est définie selon :

$$s = \phi_{ref} - \phi \quad (3-19)$$

On exprimera la tension de commande équivalente en annulant l'expression de la dérivée de l'erreur, soit $\dot{S} = 0$:

$$-AX - BU_{eq} - IP = 0 \quad (3-20)$$

$$U_{eq} = -(B)^{-1}(AX + IP) \quad (3-21)$$

Si la matrice B est inversible, on peut écrire la commande U_{eq} sous forme :

$$U_{eq} = \begin{pmatrix} V_{sdeq} \\ V_{sqeq} \\ V_{rdeq} \\ V_{rreq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{L_s \sigma} \Phi_{sd} - P_{1d} \\ \frac{R_s}{L_s \sigma} \Phi_{sq} - P_{1q} \\ \frac{R_r}{L_r \sigma} \Phi_{rd} - P_{2d} \\ \frac{R_r}{L_r \sigma} \Phi_{rq} - P_{2q} \end{pmatrix} \quad (3-22)$$

Les termes discontinus de la commande sont exprimés ci-dessous :

$$\Delta U = K_{\Phi} |S|^{\alpha_j} \text{sign}(S) \quad (3-23)$$

K_{Φ} et α sont des coefficients qui varient d'une composante à une autre.

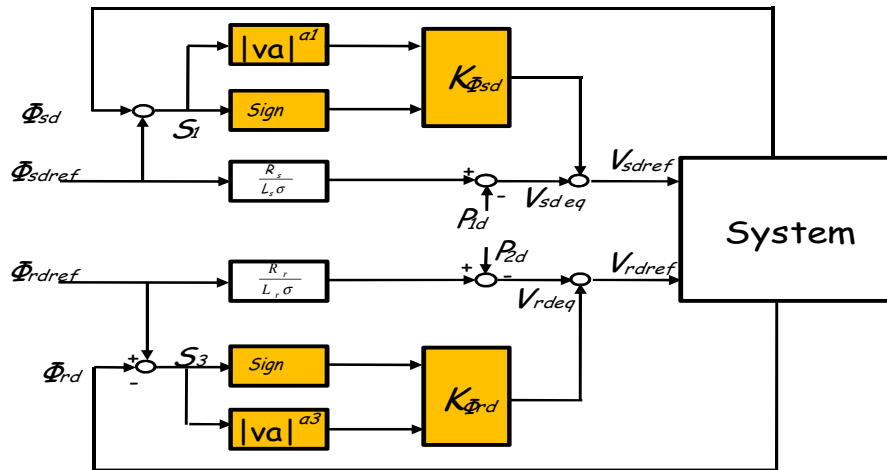


Figure 3-9 : Principe de la régulation par mode de glissement des flux

Le principe de la commande par mode de glissement pour les modes électriques de la MADA est illustré dans la Figure 3-9.

B) Régulation des modes lents liés à la vitesse

La relation liant le couple C_{emref} de référence au flux de référence Φ_{rqref} est notée :

$$\Phi_{rqref} = \frac{C_{ref}}{N_p \Phi_{sn}} M_{sr} \left(1 - \frac{L_s L_r}{M_{sr}^2} \right) \quad (3-24)$$

Notons que :

$$K_{\Phi} = \frac{M_{sr}}{N_p \Phi_{sn}} \left(1 - \frac{L_s L_r}{M_{sr}^2} \right) \quad (3-25)$$

La Figure 3-10 montre le principe de la régulation par mode de glissement des modes mécaniques du système

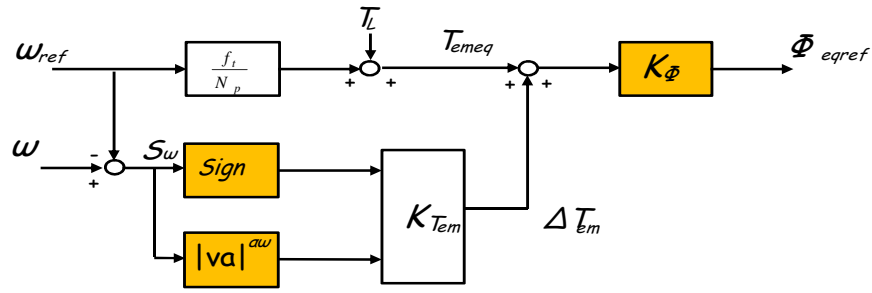


Figure 3-10 : la régulation des modes mécanique par mode de glissement

3.4.3 Résultats de simulation de la commande par mode de glissement

La commande par mode de glissement a été simulée sur un premier cycle de fonctionnement. Les Figure 3-11.a, Figure 3-11.b et Figure 3-11.c, montrent les performances aussi bien mécaniques qu'électriques obtenues avec la commande par mode de glissement. Chaque grandeur suit correctement sa référence. La magnétisation est bien faite, et les flux statoriques et rotoriques sont bien orientés.

A noter qu'une valeur plus importante du couple au transitoire a été observée au niveau de la commande par mode de glissement comparé à la commande vectorielle à orientation du flux.

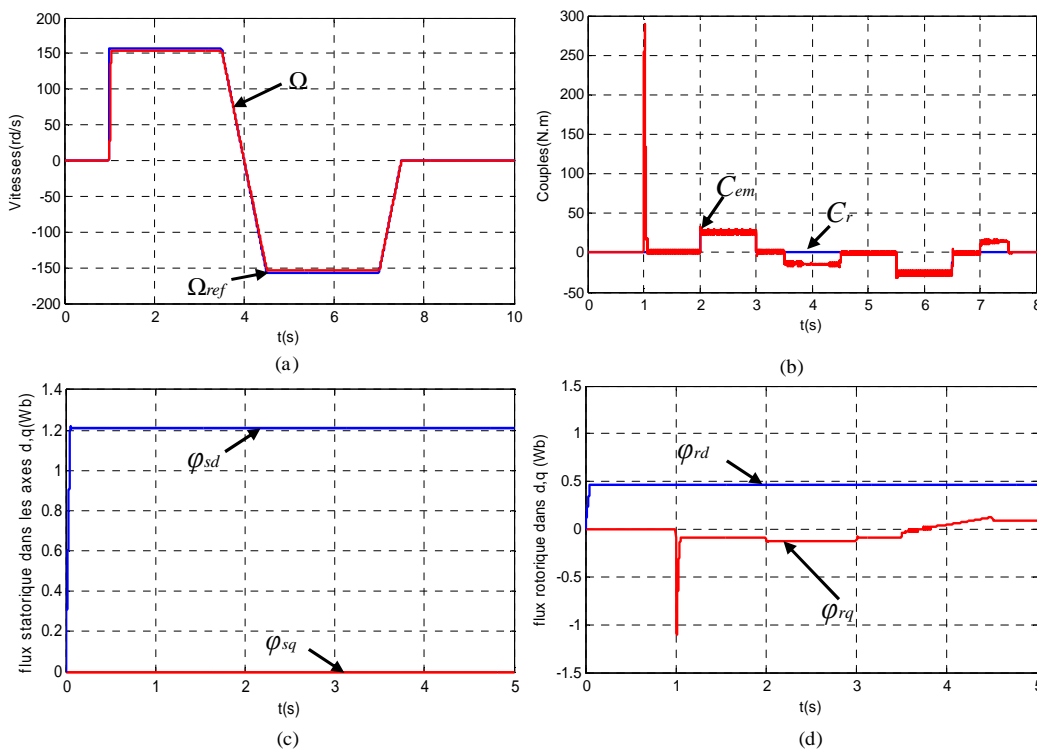


Figure 3-11 : Résultats de simulation par mode de glissement : (a) : Vitesses, (b) : couples électromagnétiques, flux statorique et rotorique dans les axes (d, q).

La commande linéaire de type à orientation du flux statorique, et non linéaire de type mode de glissement possèdent la caractéristique commune de générer des tensions de références en sortie. Afin de remplir les objectifs d'optimisation par la commande (réduction des pertes et du bruit acoustique) dans le chapitre qui suit, différents modulateurs ont ainsi été associés aux deux stratégies de commandes précédemment citées.

3.5 Les modulateurs associés aux stratégies développées

Loin d'être un élément accessoire dans la chaîne de variation de vitesse (variateur électrique associé à une machine électrique), le modulateur MLI joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système : les performances d'entraînement, les pertes dans l'onduleur ou dans la machine, les bruits acoustiques et électromagnétiques.

Les modulateurs sont décrits dans ce qui suit et ont été associés aux deux stratégies (commande vectorielle et la commande par mode de glissement).

3.5.1 La MLI Naturelle

La modulation de largeur d'impulsion est une technique fortement inspirée de celles utilisées dans la transmission d'information et qui consiste à moduler une onde porteuse à haute fréquence de découpage f_{dec} par une onde modulante de fréquence f_m beaucoup plus basse. Une différence fondamentale existe néanmoins puisqu'à l'inverse de la transposition spectrale recherchée en transmission, nous voulons générer une composante basse fréquence à partir de l'onde porteuse.

Les ordres de commande tels reportés dans les travaux [93] sont déterminés par comparaison entre d'une porteuse triangulaire et d'une modulante sinusoïdale (Voir la Figure 3-12).

La MLI consiste à former chaque alternance de la tension de sortie par une succession de créneaux de largeur convenable, en adoptant une fréquence de commutation supérieure à celle des grandeurs de sortie de l'onduleur. Elle permet donc :

- De repousser vers les fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie de l'onduleur ce qui facilite ainsi leur filtrage,
- De faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie, deux paramètres caractérisent la commande :
 - L'indice de modulation m , égal au rapport des fréquences de la porteuse et de la référence.
 - Le taux de modulation ou le coefficient de réglage en tension, égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête E de l'onde de modulation.

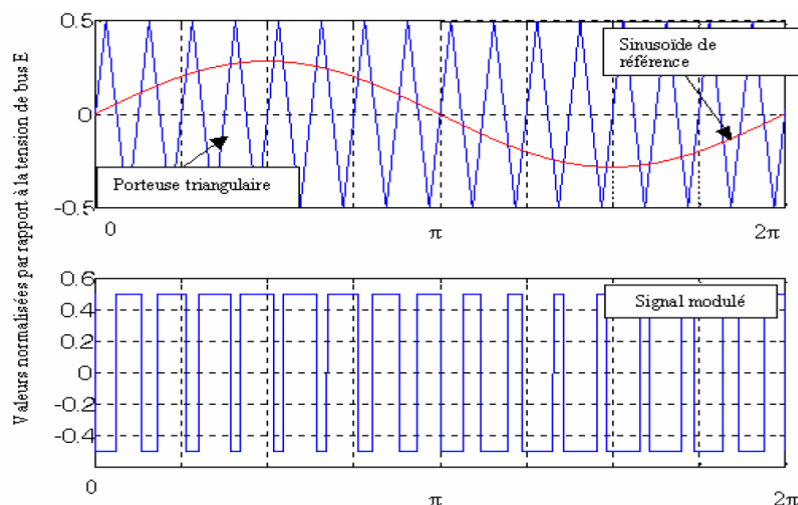


Figure 3-12 : forme d'ondes de la stratégie MLI naturelle.

Selon l'indice de modulation m , deux cas de figure se présentent : la MLI synchrone et asynchrone.

A) MLI synchrone

Si la fréquence de découpage f_{dec} est un multiple entier de f_0 , on dit que la MLI est synchrone. Dans ce cas, le spectre de la tension de sortie $v_s(t)$ possède des raies aux fréquences multiples de f_0 . Le fondamental de V_s est alors à la fréquence f_0 . Il n'y a pas de sous-harmoniques de tension.

En effet, si m est impair, l'alternance négative de la tension de sortie de l'onduleur reproduit au signe près de son alternance positive. Le développement en série de cette tension montre qu'elle n'est constituée que des harmoniques impaires.

Si l'indice de modulation est choisi comme multiple de 3, les trois tensions de sorties sont identiques d'un tiers de période près. Cela aide à avoir une réduction des harmoniques des tensions de phase.

B) MLI asynchrone

Lorsque la fréquence f_{dec} n'est pas multiple de f_0 , la MLI est dite asynchrone. Ce cas est plus délicat à traiter car des sous-harmoniques apparaissent sur la tension V_s [94]. Dans ce cas de figure, nous devons distinguer deux sous-catégories : la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences rationnel, et la MLI asynchrone avec un rapport de fréquences irrationnelles.

3.5.2 La stratégie SVPWM

La SVPWM est une technique avancée très répandue dans les entraînements à vitesse variable, son principal objectif est l'augmentation de la tension imposée à la charge avec un taux harmonique très réduit [95].

Une méthode d'implémentation simple de la technique de la SVPWM est illustrée dans la Figure 3-13. Un calcul du maximum et du minimum des trois tensions de référence puis divisé par deux et enfin on ajoute un offset à chaque tensions de phase de référence [96].

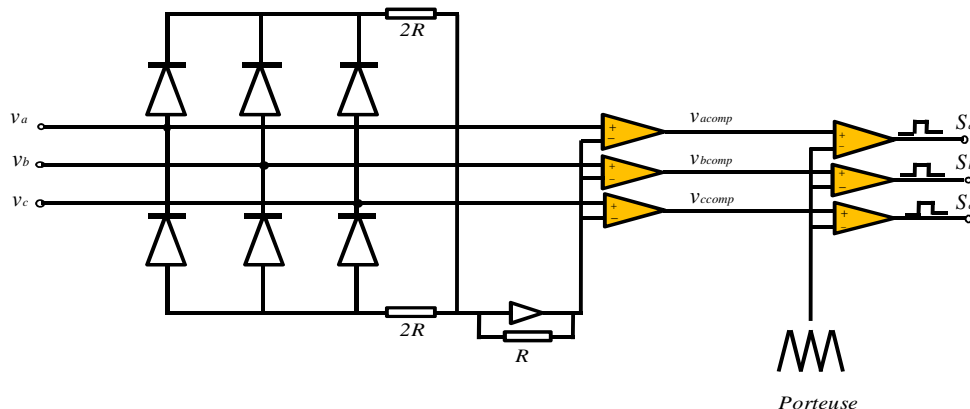


Figure 3-13 : Schéma de réalisation de la SVPWM.

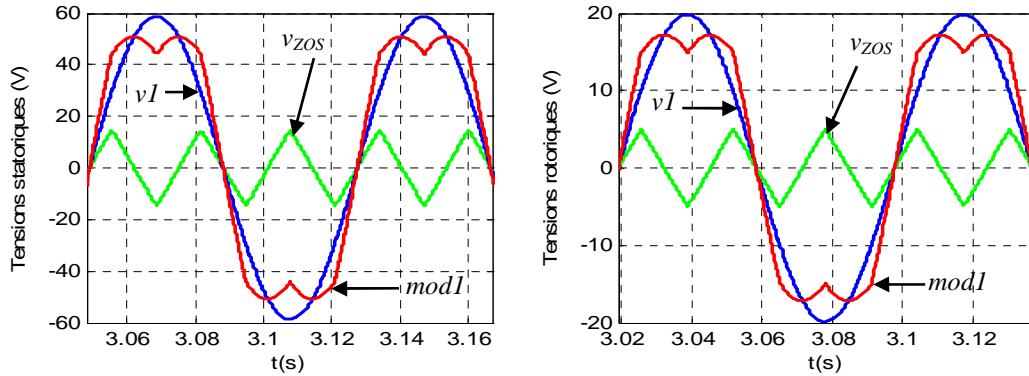


Figure 3-14 : les modulateurs de la stratégie SVPWM.

L'expression mathématique de la tension du neutre à injecter est comme suit :

$$v_{ZOS} = -\frac{\max(v_a, v_b, v_c) + \min(v_a, v_b, v_c)}{2} \quad (3-26)$$

3.5.3 Stratégies d'injection d'harmonique trois -THIPWM

La méthode d'injection du troisième harmonique a précédé la MLI naturelle et la SVM d'un point de vue historique, comme l'ajout d'une même quantité pour les trois références sinusoïdales ne modifie pas le vecteur de sortie, elle a été introduite pour étendre la linéarité de l'onduleur.

L'idée repose sur l'imposition d'une tension de neutre sinusoïdale de fréquence trois fois supérieur à la fréquence du fondamental et d'amplitude 1/4 pour la THIPWM4 ou 1/6 pour THIPWM6 de l'amplitude du fondamental.

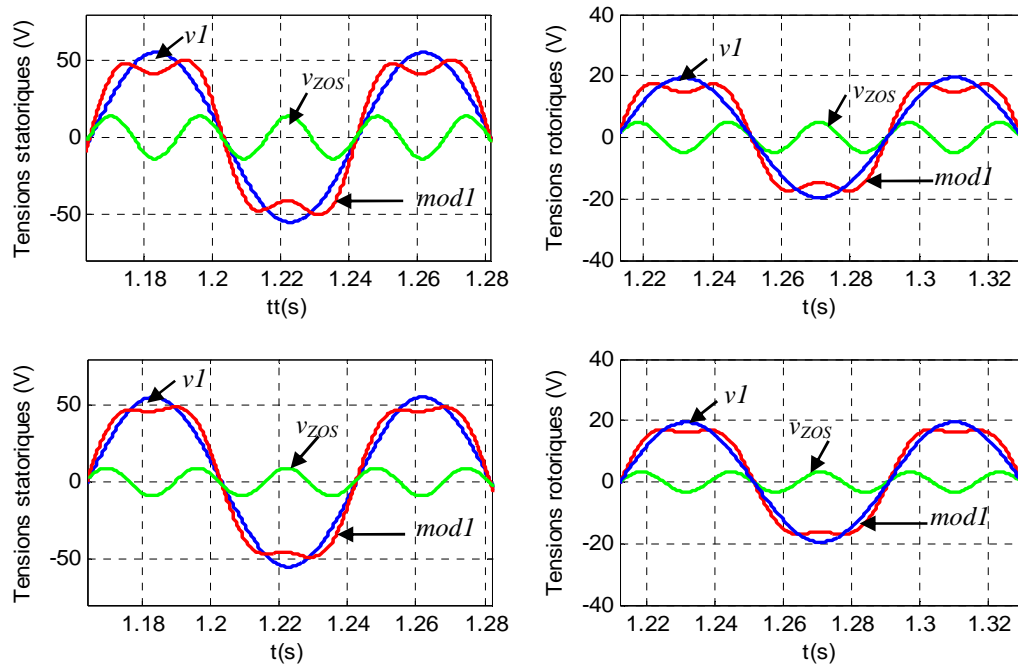


Figure 3-15 : les formes d'ondes des modulateurs de la stratégie THIPWM4 et THIPWM6.

Les THIPWM4 et THIPWM6 proposent d'injecter la tension du neutre respectivement comme ce qui suit :

$$V_{NO} = \frac{1}{4} \sin(3\omega t) \quad (3-27)$$

Et

$$V_{NO} = \frac{1}{6} \sin(3\omega t) \quad (3-28)$$

Les rapports $\frac{1}{4}$ et $\frac{1}{6}$ sont des valeurs optimales parmi d'autres qui permettent de maximiser la linéarité de l'onduleur.

Les formes d'onde obtenues sont reportées dans la Figure 3-15.

Malgré l'avantage d'extension de la linéarité de l'onduleur, ces méthodes restent peu exploitées à cause de leur difficulté d'implémentation comparée à d'autres stratégies.

3.5.4 Les stratégies MLI discontinues

Les MLI discontinues ont été proposées par DEPENDORCK en 1977 [97]. Ce sont des stratégies à deux phases et ont été introduites dans l'objectif de réduire les pertes onduleur. En effet, l'idée est qu'à chaque instant deux bras du pont triphasé conduisent alors que le troisième reste bloqué (pendant 120°), ce qui permet de réduire les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

Il existe plusieurs variantes de la technique DPWM et le critère de sélection d'une technique à une autre reste la nature de charge.

3.5.4.1 Les techniques DPWM0, DPWM1, DPWM2, DPWM3

Ces techniques utilisent des modulantes [98] [97] [99] [100] [101] obtenues à partir des sinusoides de référence par rajout d'une tension de neutre égale à :

$$V_{No} = \text{sign}(V_{max}) * \frac{E}{2} - V_{max} \quad (3-29)$$

Où V_{max} est la tension résultant du *test d'amplitude maximale* (maximum absolu des 3 tensions de référence, après translation d'un angle ψ).

Pour la DPWM0 $\psi = 0$

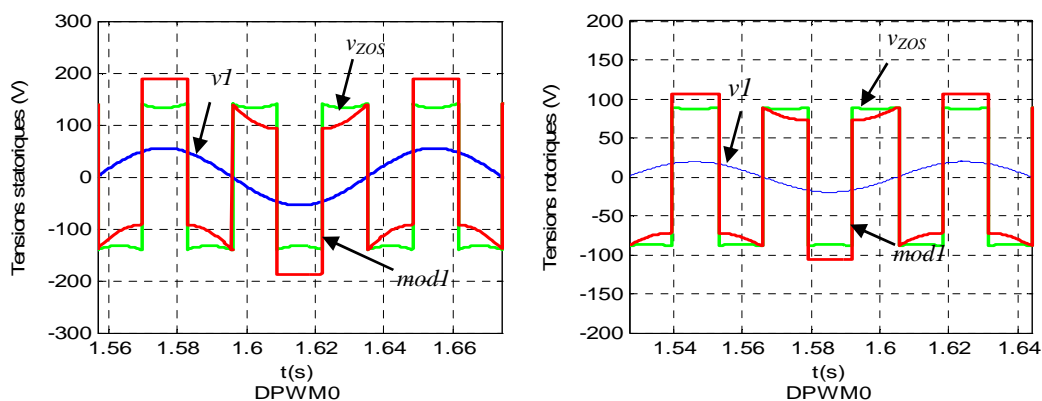


Figure 3-16 : les modulantes dans la stratégie DPWM0.

DPWM1 pour $\psi = 30$

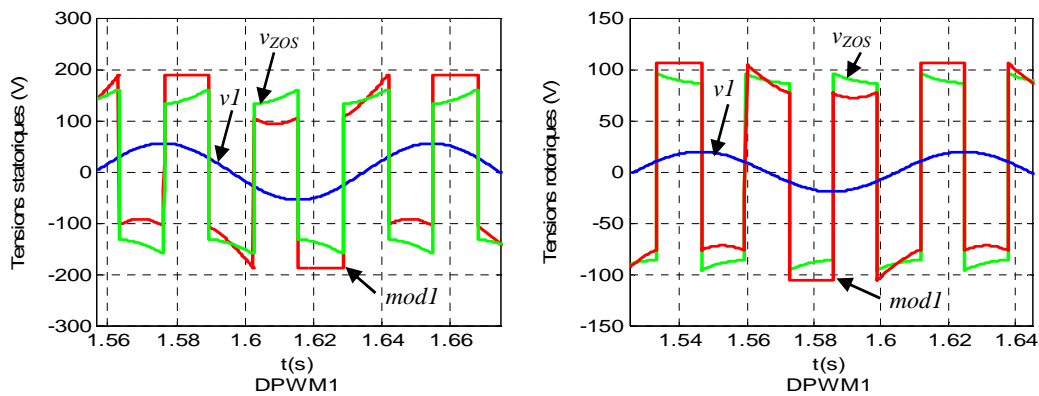


Figure 3-17 : allures des modulantes dans la stratégie DPWM1.

DPWM2 pour $\psi = 60$

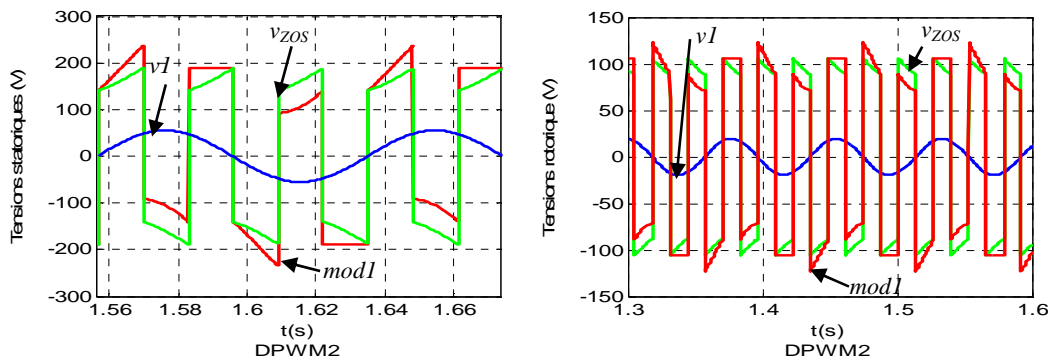


Figure 3-18 : les modulantes dans la stratégie DPWM2.

La modulation DPWM3

Elle consiste à diviser la saturation de 120° en quatre morceaux de même longueur (Voir la Figure 3-19). L'intérêt de cette stratégie est la réduction des pertes dans l'onduleur. Le facteur de puissance est mauvais et proche de zéro. Les tensions de référence sont obtenues par introduction de :

$$V_{No} = \text{sign}(V_{mediumx}) * \frac{E}{2} - V_{medium} \quad (3-30)$$

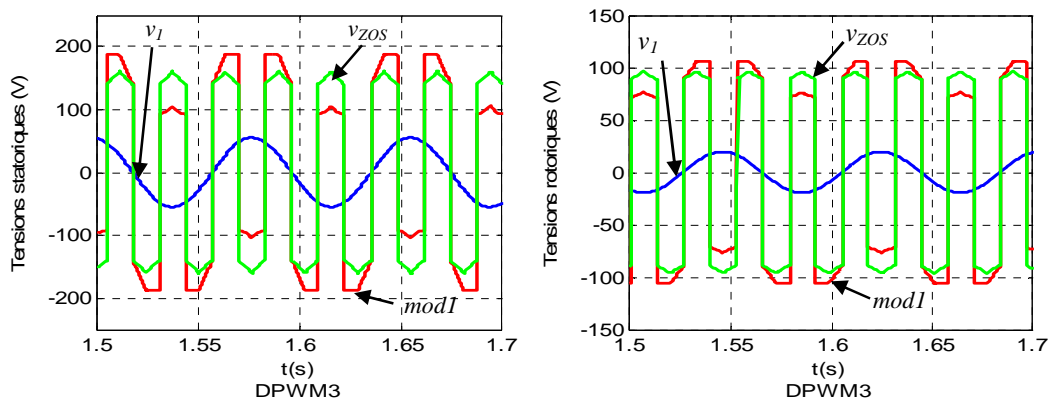


Figure 3-19 : les modulantes dans la stratégie DPWM3.

3.5.4.2 DPWMMIN et DPWMMAX

Dans les DPWMMIN [103] et DPWMMAX [104], il n'y a qu'une seule saturation durant 120° dans une période électrique, aux tensions de consigne de référence générées par l'algorithme vient s'ajouter une tension du neutre exprimée par :

$$v_{No} = -\frac{E}{2} - V_{min} \quad (3-31)$$

$$v_{No} = \frac{E}{2} - V_{max} \quad (3-32)$$

Dans ce cas, V_{min} et V_{max} sont le minimum et le maximum des références.

Toutes ces stratégies deux-phares offrent une extension de linéarité maximale, mais le gain en pertes est chaque fois différent. La comparaison du point de vue pertes Joule sur tout l'horizon de variation de charge montre que la DPWMMIN est la meilleure méthode, comme le montrent les Figure 3-20 et la Figure 3-21 :

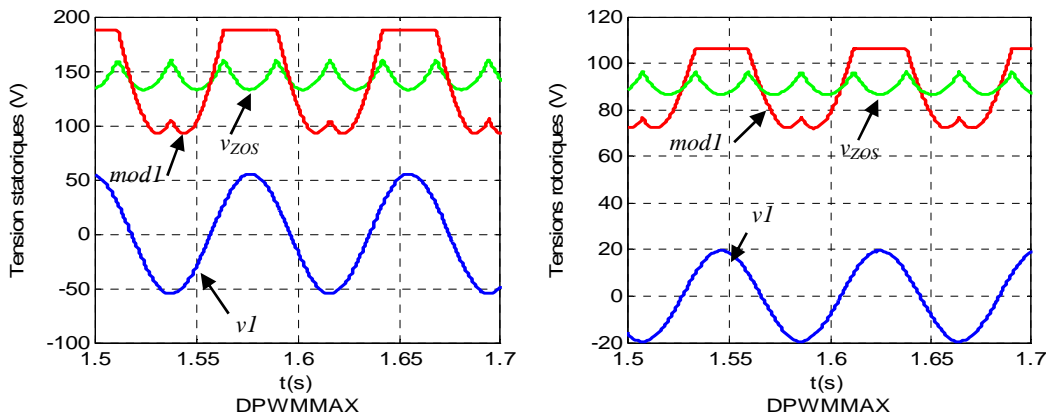


Figure 3-20 : les modulant dans la stratégie DPWMMAX.

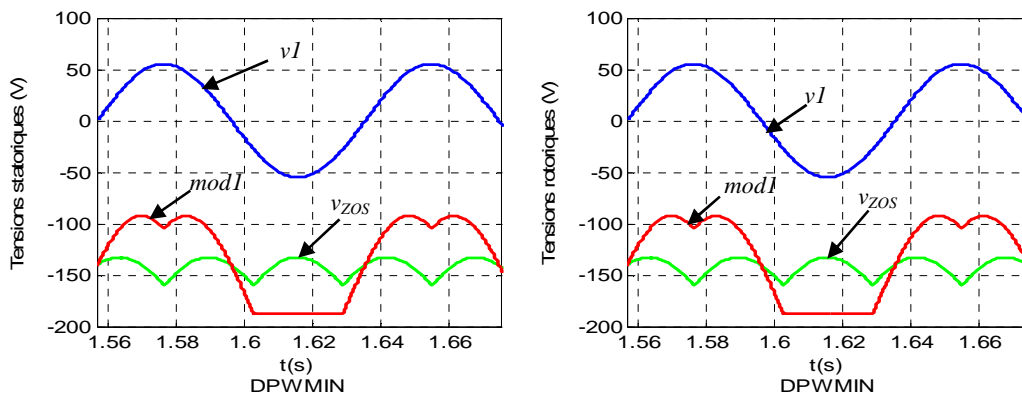


Figure 3-21 : les modulant dans la stratégie DPWMMIN.

3.5.5 MLI aléatoire

Ces méthodes ont été initiées par J.P. Vilain au début des années 80. L'objectif des celles-ci était la réduction des bruits acoustiques dans l'association machine-convertisseurs. Il y'a plusieurs façons de générer des stratégies de type aléatoires :

- MLI à référence aléatoire [102],
- MLI à porteuse aléatoire [103],
- MLI à fréquence aléatoire [104].

Les MLI aléatoires constituent une alternative à la solution utilisée par les électroniciens de puissance qui travaillaient à des fréquences de commutation supérieures de 20kHz, et qui donnait des harmoniques qui se déplaçaient hors du spectre audible.

Le principe de la MLI aléatoires avec fréquence et pente aléatoire est montré dans la Figure 3-22 et la Figure 3-23.

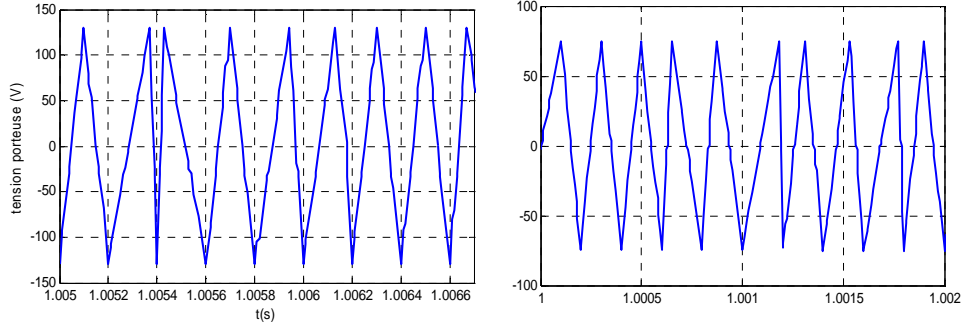


Figure 3-22 : Porteuse à pente aléatoire.

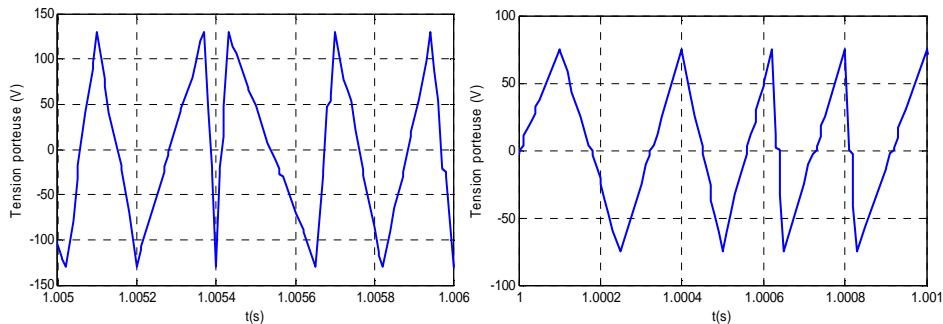


Figure 3-23 : Porteuse à fréquence aléatoire

3.5.6 La commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est une stratégie de contrôle non linéaire qui a été initiée dans la deuxième moitié des années 80 par Takashi et Depenbrock comme une concurrente aux méthodes classiques à base de MLI. L'avantage principal de ce type de commande est sa robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine (échauffement,...) contrairement à la commande vectorielle qui reste très sensible. Elle présente cependant l'inconvénient de posséder une fréquence de découpage variable qui dépend des points de fonctionnement du système.

L'objectif de cette technique est la régulation des flux statorique et rotorique de la machine, ainsi que le couple électromagnétique [105].

Dans le cadre de cette étude, la régulation du couple est élaborée à partir de la boucle vitesse et nous nous intéressons au contrôle du flux utilisant des contrôleurs hystérésis.

La commande directe du couple étudiée dans le cadre de cette étude constituait le travail de thèse de F. Bonnet [8], et repris par [72]. Nous tenons quand même à rappeler les grands axes de cette technique.

Le principe de la stratégie est basé sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux onduleurs de tension. Ce choix est généralement fait sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler l'état du système, à savoir le flux et le couple électromagnétique.

La régulation du fonctionnement du système passe par la régulation des deux modes du système, les modes lents et rapides.

A) Régulation des modes lents

Le mode mécanique présente une dynamique lente et il constitue ainsi le mode lent à réguler. Entre une commande en couple ou en vitesse, notre choix s'est porté vers une commande en vitesse mais avec prise en compte du couple électromagnétique de la machine. La partie mécanique du système est représentée dans l'équation du transfert déjà établie à partir de l'équation de la machine.

La structure du régulateur de vitesse est type IP avec wind_up est décrite dans la Figure 3-24. Le calcul des paramètres (gain K_p et la constante de temps T_i) est élaboré en spécifiant la réponse en boucle fermée du type de second ordre.

L'expression du dénominateur d'une fonction de transfert d'un système du deuxième ordre classique est illustrée par l'équation :

$$D(s) = \frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + 1 \quad (3-33)$$

Où ω_n : la pulsation propre du système en boucle fermée

ζ : Le coefficient d'amortissement du système en boucle fermée

L'identification suppose que le numérateur de la fonction de transfert du système étudié est unitaire. Or, vu notre équation, il faut introduire un zéro qui va compenser et filtrer la référence, ce qui ramène la structure du régulateur utilisé à une structure du type IP.

La fonction de transfert du système à réguler après introduction d'un filtre peut s'écrire comme ce qui suit :

$$T_{BF} = \frac{1}{\frac{T_i J}{K_p} s^2 + T_i \left(1 + \frac{f}{K_p}\right) s + 1} \quad (3-34)$$

Les paramètres du régulateur peuvent être déduits :

$$T_i = \frac{2\zeta\omega_n J}{J\omega_n^2} f, K_p = J\omega_n^2 T_i \quad (3-35)$$

D'après les abaques des systèmes de second ordre représentés dans l'annexe B, pour une valeur d'amortissement de $\zeta = 0.7$, le dépassement obtenu est proche de $D\% = 5\%$. Quant à la pulsation propre obtenue, elle est égale à $\omega_n = 3 t_r$, où t_r est le temps de réponse que l'on souhaite imposer au système.

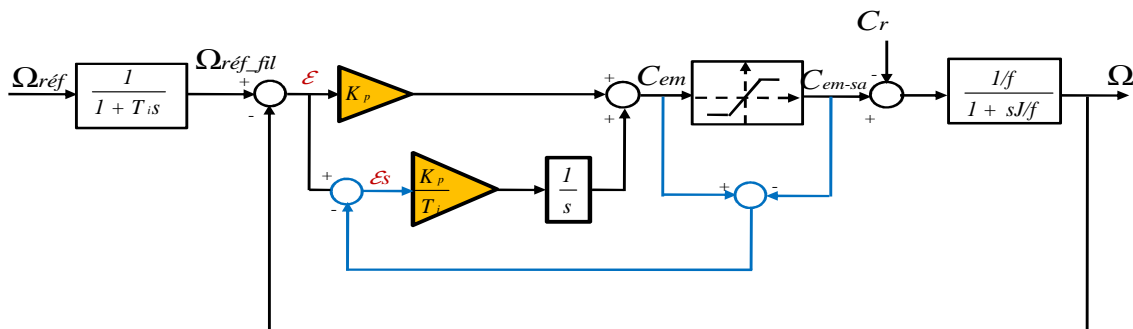


Figure 3-24 Principe de la régulation de vitesse avec la DDTC.

B) Régulation des modes flux

La stratégie étudiée propose une régulation des flux (mode rapides du système) en utilisant des régulateurs non linéaires de type hystérésis.

En effet, ces régulateurs ont pour rôle de comparer les valeurs des flux de références imposées et celles estimées et calculées à partir des courants mesurés

Le module du vecteur du flux statorique de référence est exprimé selon :

$$\varphi_{sref} = \frac{V_{seff}}{\omega_{sn}} \quad (3-36)$$

Le module du vecteur du flux rotorique quant à lui est défini comme étant le produit du module du flux statorique et un coefficient K_ϕ . Ce rapport est défini comme étant le module du flux rotorique et statorique et il admet une valeur fixe. Il a une forte relation avec le coefficient de répartition de puissance noté k_p qui sert à définir la répartition de puissance entre chaque armature de la machine.

F. Bonnet a démontré lors de ses travaux de thèse que si on fixait le rapport $k=0.5$ (le cas où on décide de répartir les puissances équitablement de chaque côté de la machine), le coefficient K_ϕ aura comme expression :

$$K_\phi = \frac{\varphi_r}{\varphi_s} \quad (3-37)$$

L'expression du couple électromagnétique s'exprime alors :

$$C_{em} = K_c K_\phi \varphi_s^2 \sin \gamma \quad (3-38)$$

On arrivera ainsi à écrire que le module des flux rotoriques peut s'exprimer comme :

$$\varphi_{rref} = K_\phi \varphi_{sref} \quad (3-39)$$

Les contrôleurs hystérésis utilisent les composantes triphasées (Eq 3.39) et (Eq 3.40) des flux imposées et ceux estimés :

$$\begin{aligned} \phi_{s1ref} &= \phi_{sref} \cos(\theta_s) \\ \phi_{s2ref} &= \phi_{sref} \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_{s3ref} &= \phi_{sref} \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3-40)$$

Et

$$\begin{aligned} \phi_{r1ref} &= \phi_{rref} \cos(\theta_r) \\ \phi_{r2ref} &= \phi_{rref} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_{r3ref} &= \phi_{rref} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3-41)$$

Et les flux statoriques et rotoriques estimés sont exprimés de la manière suivante :

$$\begin{aligned} \varphi_{s1} &= L_s I_{s1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{r1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{r2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{r3} \\ \varphi_{s2} &= L_s I_{s2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{r2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{r3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{r1} \\ \varphi_{s3} &= L_s I_{s3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{r3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{r1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{r2} \end{aligned} \quad (3-42)$$

Et

$$\begin{aligned} \varphi_{r1} &= L_r I_{r1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{s1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{s2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{s3} \\ \varphi_{r2} &= L_r I_{r2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{s2} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{s3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{s1} \\ \varphi_{r3} &= L_r I_{r3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos(\theta) I_{s3} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) I_{s1} + \frac{2}{3} M_{sr} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) I_{s2} \end{aligned} \quad (3-43)$$

L'introduction des tables de commutation dans la Double DTC (DDTC) permet principalement de contrôler les flux statoriques et rotoriques de la machine.

Les régulateurs hystérésis comparent le flux de référence de la phase i imposée ϕ_{iref} avec le flux de mesure ϕ_i de cette même phase et le compare avec l'erreur prédéfinie pour finalement générer l'ordre de commande de la phase i à introduire à la table de commutation.

Selon l'erreur considérée durant l'établissement de la stratégie de commande, on définit des tables de commutation.

Le principe de la double commande directe du couple appliquée à la MADA est illustré dans la Figure 3-25.

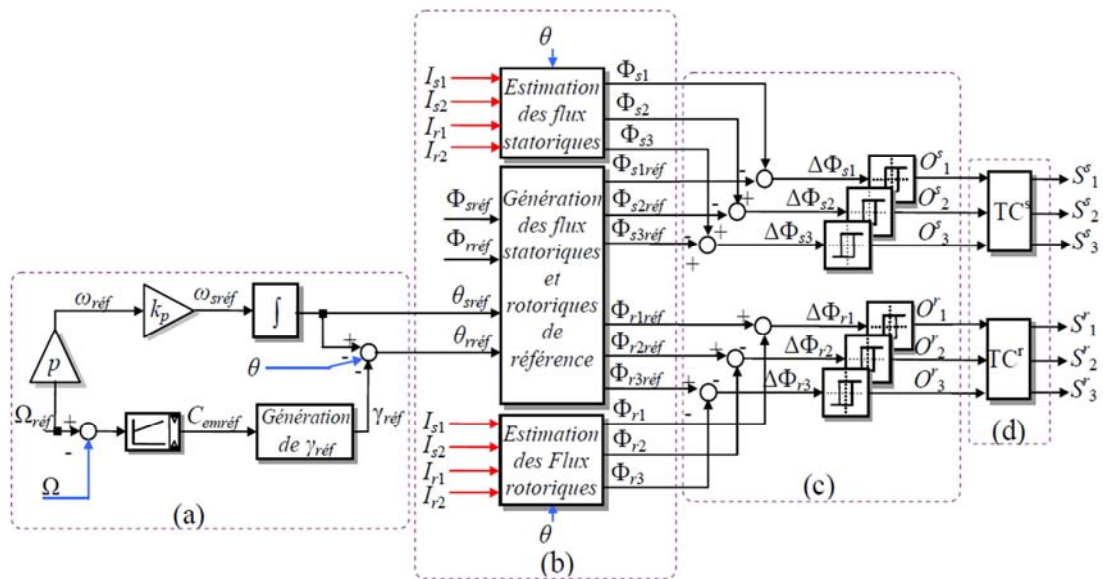


Figure 3-25 : Principe de la DDTC avec table de commutation.

5.1.3 Table de commutation à seuil nul

Dans cette table, on définit trois erreurs de flux relativement à chaque phase, la comparaison des différences entre la référence avec la mesure des flux et l'erreur imposée permet de générer les ordres de commande o_a, o_b, o_c comme le montre la Figure 3-26.

Selon la configuration de ces ordres de commande, on arrive à détecter quel secteur parmi les 6 définis où l'erreur de flux est incluse. Comme à chaque secteur on associe le vecteur de tension de sortie le plus approprié, on arrivera à déterminer le vecteur de tensions à appliquer à l'onduleur.

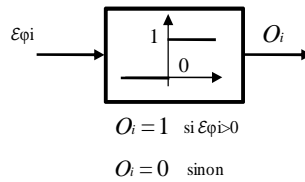


Figure 3-26 : cycle hystérésis à deux niveaux

Avantages

Cette méthode présente de nombreux avantages tels qu'une très bonne dynamique du couple, une robustesse vis à vis des variations paramétriques de la machine et une facilité d'implémentation. Pour ces différentes raisons, c'est une des commandes les plus répandues actuellement.

Tableau 3-1 : Table de commutation (Associé au comparateurs à hystérésis à seuil nul)

O_a	O_b	O_c	secteur	\vec{V}
1	0	0	1	\vec{V}_1
1	1	0	2	\vec{V}_2
1	1	0	3	\vec{V}_3
0	1	1	4	\vec{V}_4
0	0	1	5	\vec{V}_5
1	0	1	6	\vec{V}_6

Les figures ci-dessous présentent les résultats de simulation sur 10s du cycle de fonctionnement introduit pour la validation des stratégies de contrôle. Dans ce cas de simulation, on observe dans la Figure 3-27 une bonne régulation de la vitesse relativement à celle imposée comme référence (Figure 3.27 a). La Figure 3.27 b montre la bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit d'une façon acceptable les valeurs de consigne avec certaines oscillations du couple électromagnétique.

Les Figure 3.27 c et 3.27 d illustrent les allures des flux statoriques et rotoriques dans les phases, ils présentent des allures sinusoïdales bruitées et hachées, elles témoignent de la bonne régulation en module et en phase des composantes triphasées des flux statoriques et rotoriques et prouvent qu'ils sont correctement régulés par rapport aux valeurs imposées comme consignes.

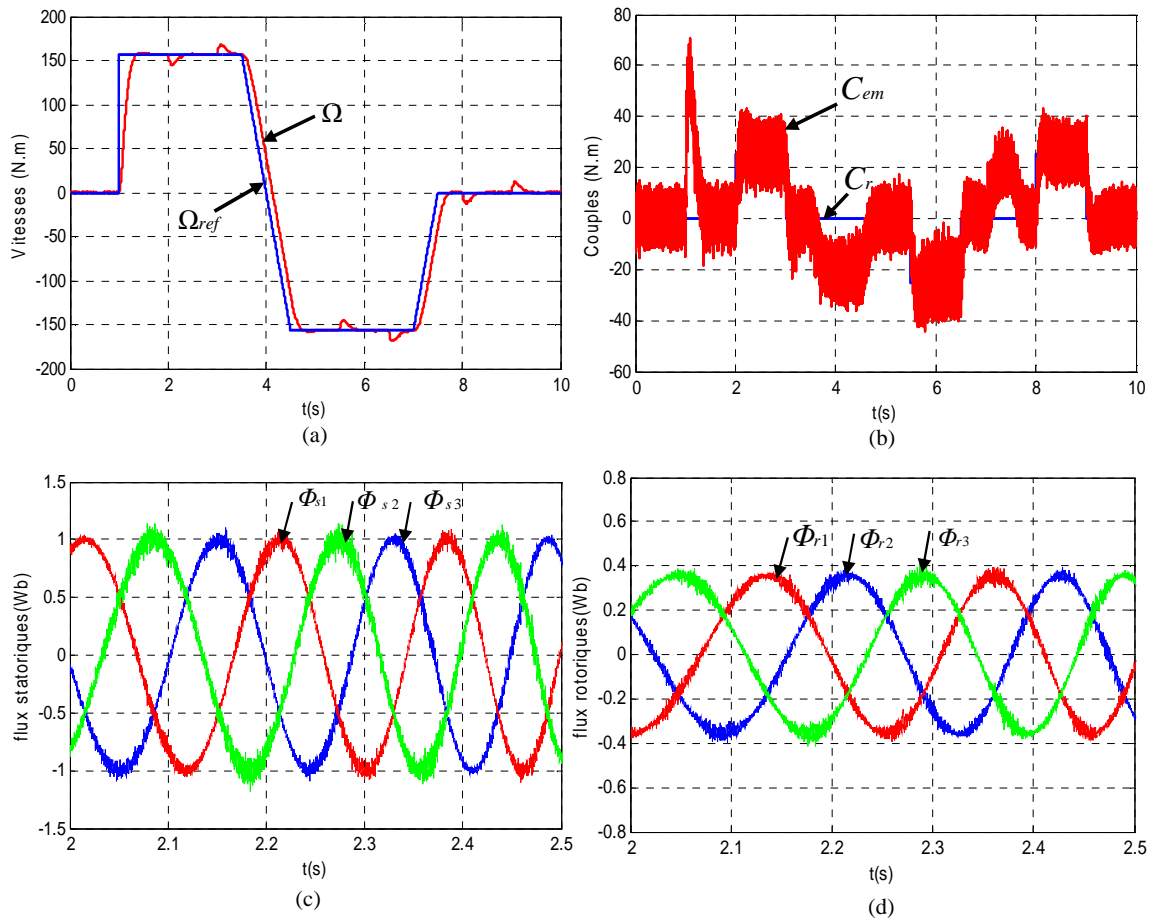


Figure 3-27 : Résultats de simulation de DDTC.

Inconvénients

Les inconvénients de la stratégie DDTC classiques sont aussi de taille et sont pour la plus part du fait que la fréquence de commutation est fortement variable. Ceci peut sans doute soulever des problèmes de compatibilités électromagnétiques car il devient difficile de garantir l'inexistence d'harmonique à des fréquences données.

D'autre part, la variation de la fréquence de commutation introduit nécessairement un bruit audible de forte intensité qui peut être gênant à basse vitesse [106] [107]. A cela vient s'ajouter l'échauffement des semi-conducteurs de puissance qui peut compromettre l'efficacité de cette stratégie dans les applications de forte puissance.

3.5.7 La stratégie DDTC-SVM

Pour remédier à ces inconvénients, certains travaux se sont orientés sur la fixation de la fréquence de découpage par l'action sur les largeurs d'hystérésis (hystérésis variables) et d'autre sur l'insertion de modulateur qui serviront à fixer la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance [108].

Cette commande diffère de la DTC classique par l'utilisation d'un modulateur vectoriel qui assure ainsi un fonctionnement à une fréquence de modulation constante pour le convertisseur (voir Figure 3-28), elle permet ainsi de réduire les ondulations du flux et du couple et de travailler à des fréquences de calcul moins élevées que dans le cas de la DTC.

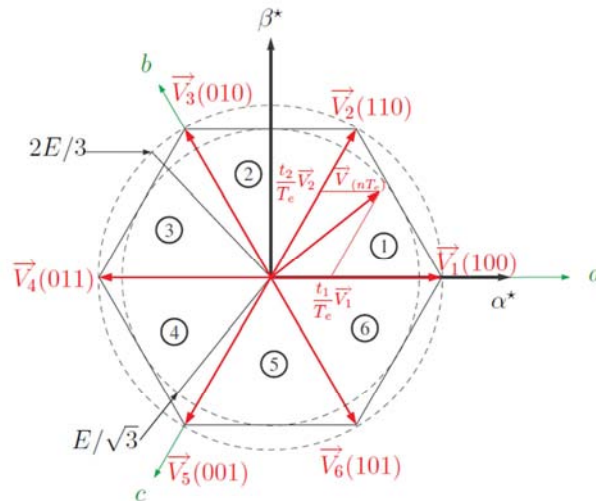


Figure 3-28 : Principe du modulateur vectoriel.

D'après les résultats de simulation reportés dans la Figure 3-29, on peut noter que DDTC-SVM retrouvent les memes performances du contrôle directe du couple sur le couple et la vitesse (Figure 3-29.a et Figure 3-29.b) avec l'avantage de diminuer les ondulations au niveau du couple et du flux statoriques et rotoriques.

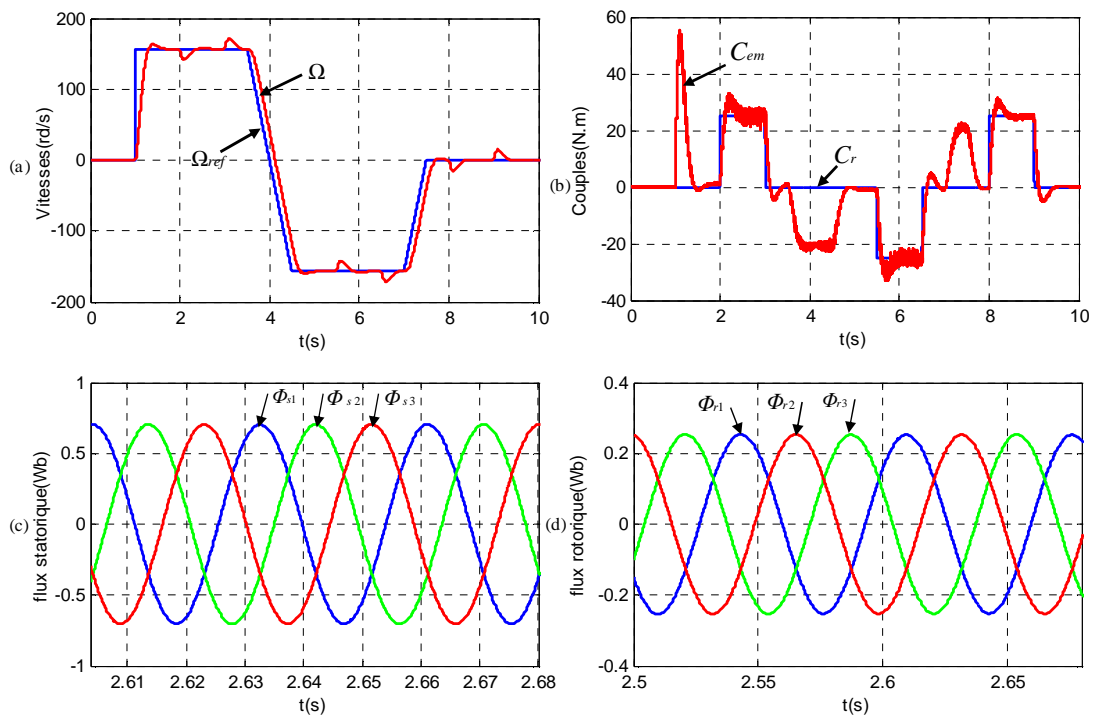


Figure 3-29 : Résultats de simulation de DDTC-SVM.

3.5.8 Résumé sur les stratégies de commandes appliquées pour la MADA

Ci-dessous un tableau récapitulatif des caractéristiques des lois de commande appliquées sur la machine asynchrone à double alimentation durant nos travaux. Il nous servira de point de comparaison entre ces diverses stratégies de commande.

Commande scalaire : l'une des premières stratégies introduites pour la commande des machines.

- Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.
- N'est valable qu'en régime permanent.
- Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.
- Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine.

Commande Vectorielle : Introduite par Blaschke en 1972

Elle consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui d'une MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:

- Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage

Commande par mode de glissement : Introduite par Phillipov puis reprise par Utkin en 1977

Elle consiste à modifier la structure d'asservissement de manière à glisser sur une surface de glissement bien définie, ses avantages sont :

- Sa robustesse vis-à-vis la variation paramétrique
- Elle possède une fréquence de commutation fixe

Commande directe de couple (DDTC: Dual Direct Torque Control).

Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi

- Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- La dynamique rapide de couple et du flux.

Cependant cette commande présente les inconvénients suivants :

- La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles)
- Les ondulations du couple et de flux autour des bandes hystérésis.
- En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

DDTC par Modulation vectorielle (SVM: Space vector Modulation):

Basée sur le calcul du vecteur de tension de référence à appliquer en utilisant le modèle approximatif de la machine.

- La fréquence de commutation est constante.
- La diminution des ondulations de couple et du courant.
- La DTC_SVM est plus compliquée que la DTC classique.

La description, la modélisation et la commande du système proposé étant faite et bien maîtrisée, mais une question nous interpelle, que devient ce système à l'apparition des défauts ? Est-il fiable, prend-il en compte des pannes qui peuvent survenir pendant le fonctionnement ?

3.6 Un système innovant à tolérance de pannes

La propulsion navale, comme tout système embarqué, possède des exigences en matière de qualité de service non seulement en termes de performances mais aussi de fiabilité et de disponibilité. En effet, les systèmes conçus pour ces types d'applications doivent assurer et garantir une continuité de service lors de l'apparition de défauts au sein des constituants du système.

Ci-dessous quelques éléments de définition, pour bien situer la problématique.

Fiabilité : c'est l'aptitude d'une entité à accomplir une fonction requise, dans des conditions données, pendant un intervalle de temps donné. La fiabilité est généralement exprimée quantitativement par des caractéristiques appropriées. Dans certaines applications, l'une de ces caractéristiques est une expression de cette aptitude par une probabilité, appelée aussi fiabilité.

Défaillance : fin de la capacité d'un élément à accomplir la fonction qui lui est impartie. Autrement dit, on entend par défaillance qu'un élément ne fonctionne pas, ne fonctionne pas au moment prévu, ne s'arrête pas au moment prévu, fonctionne à un instant non désiré ou fonctionne mais les performances requises ne sont pas obtenues.

Mode de défaillance : c'est le symptôme par lequel un défaut se manifeste. Pour les composants électroniques, les modes de défaillance peuvent être différenciés suivant la cause du défaut. Deux classes de défaillance sont alors définies ; défaillance intrinsèque et défaillance extrinsèque. La défaillance intrinsèque est celle associée au composant, et qui est liée à l'assemblage des éléments internes, aux matériaux, au design...etc. En revanche, la défaillance extrinsèque est liée à l'environnement de fonctionnement, et associée aux contraintes que subissent les composants.

Mécanisme de défaillance : ensemble des relations "cause-effet" d'un processus physique, chimique, ou autre qui relie la cause racine de la défaillance au mode de panne. Autrement dit, c'est le processus qui mène au défaut.

Cause de défaillance : ensemble des circonstances qui conduisent à une défaillance (courant électrique élevé, force appliquée...etc.).

Tolérance aux pannes : désigne son aptitude de continuer à ses fonctions, éventuellement de manière réduite, lorsque l'un de ses composants ne fonctionne plus correctement. Elle peut être quantifiée en termes de fiabilité et de disponibilité. En général, un système tolérant aux pannes possède un sous-système nommé redondant. Ce dernier peut être défini comme le sous-système de rechange capable de fonctionner à la place d'un élément en défaut.

L'utilisation de deux onduleurs de tension dans le système de propulsion proposé représente statiquement un risque de panne deux fois plus important qu'une MAS à cage associé à un seul onduleur, mais la probabilité que les convertisseurs soient en pannes simultanément est très faible. Ceci présente un avantage non négligeable pour des systèmes embarqués car cette configuration est apte à fonctionner en mode dégradé (fonctionnement en MAS à cage alimenté par un seul onduleur).

Dans cette partie, nous allons tenter de mettre en valeur un aspect très important de l'utilisation de la machine à double alimentation dans un système de propulsion. En effet, la machine offre une redondance structurelle naturelle et analytique qui peut être exploitée soit pour la commande soit pour la reconfiguration en cas de défaut d'un élément du système.

3.6.1 Défaillances des semi-conducteurs de puissance

Le développement constant de nouvelles applications embarquées dans le domaine des transports, place l'électronique de puissance dans des conditions de fonctionnement toujours plus sévère. Malgré une évolution très nette de leurs performances électriques et thermiques ces dernières années, les composants et modules de puissances restent et resteront indéniablement parmi les éléments les plus fragiles des systèmes de conversion d'énergie. Cela a conduit les chercheurs à des études de fiabilités sur les composants de puissance.

Dans des applications embarquées de type propulsion navale, les exigences en terme de fiabilité, tenant compte à la fois des profils de mission d'une part, et de l'évolution des contraintes liées au développement des applications d'autre part, conduisent alors à renforcer les études sur les composants de puissance.

Les contraintes exercées sur les semi-conducteurs sont de deux types :

Des contraintes statiques. Elles se produisent lorsque le composant est soumis à une tension trop importante ou bien lorsque le courant à l'état passant est trop élevé. Leurs amplitudes doivent être limitées.

Des contraintes dynamiques. Elles se produisent lorsque l'interrupteur subit un transitoire de courant, de tension ou bien de puissance trop important. Ceux-ci correspondent le plus souvent à des régimes accidentels (court-circuit) ou bien à des fonctionnements mal maîtrisés souvent liés à une mauvaise conception (écrêteur actif, ouverture sur une charge inductive,...).

Dans un convertisseur de puissance, deux modes de défaillance peuvent se présenter, le premier est de type circuit-ouvert, ce défaut est largement traité dans la littérature et plusieurs solutions ont été proposées [109] [110] [111]. Le deuxième quant à lui est type court-circuit plus critique que le circuit ouvert, c'est ce type de défaillance que nous proposons d'étudier dans le cas de cette thèse.

3.6.1.1 Défaut de Court-circuit

Un défaut de court-circuit des semi-conducteurs de puissance est une des situations les plus contraignantes dans un circuit puisqu'il peut entraîner une défaillance des dispositifs si des dispositions appropriées pour la protection de ces derniers ne sont pas adoptées. Lors de ce type de défaut, un courant très important parcourt le composant alors qu'une pleine tension est imposée à ses bornes.

L'étude des causes de défaillances dans un semi-conducteur placé dans une cellule de commutation a montré que les défauts avaient deux origines :

Défaut physique de composant : il est interne au composant. Quelle que soit la cause de la défaillance, il se matérialise par le court-circuit non contrôlé de l'interrupteur. La commande ne permet pas d'arrêter le défaut et le courant de court-circuit est limité par l'impédance de maille. La température dans le composant augmente jusqu'à la température intrinsèque, à cet instant le composant est hors service.

Défaut de commande : cette défaillance se traduit soit par l'ouverture de l'interrupteur soit par sa mise en court-circuit. A l'instant du défaut, l'interrupteur est sain mais il reste non contrôlable.

Généralement, la défaillance de la commande des composants de puissance est souvent associée à la défaillance de circuit de driver. Les défaillances les plus critiques sont celles liées aux problèmes de connectique entre le driver et la carte de commande (impulsion de commande parasite, rupture de liaison avec la commande..).

Dans le cadre de notre travail, nous considérons un défaut de type court-circuit qui a comme origine une défaillance de la carte de commande, et à titre d'illustration, un court-circuit du composant T1 a été introduit à l'instant $t=3s$ comme le montre la Figure 3-30.

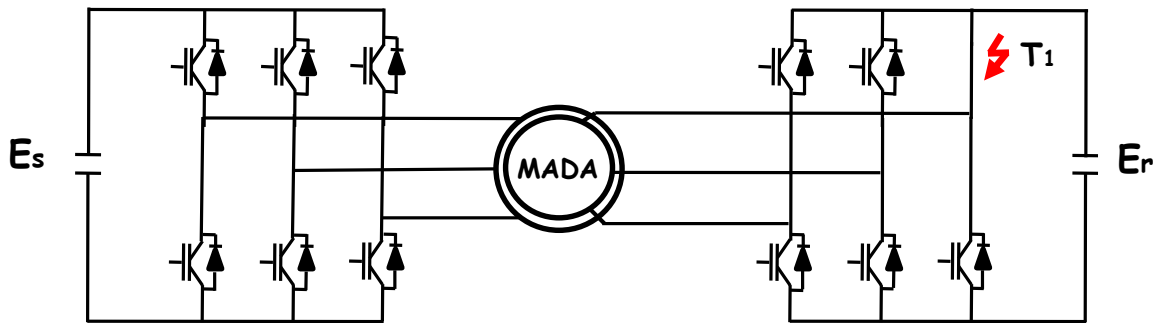


Figure 3-30 : défaut de court-circuit de l'interrupteur T1 de l'onduleur du rotor

La conséquence de ce type de défaut sur le système est reporté sur la Figure 3-31.

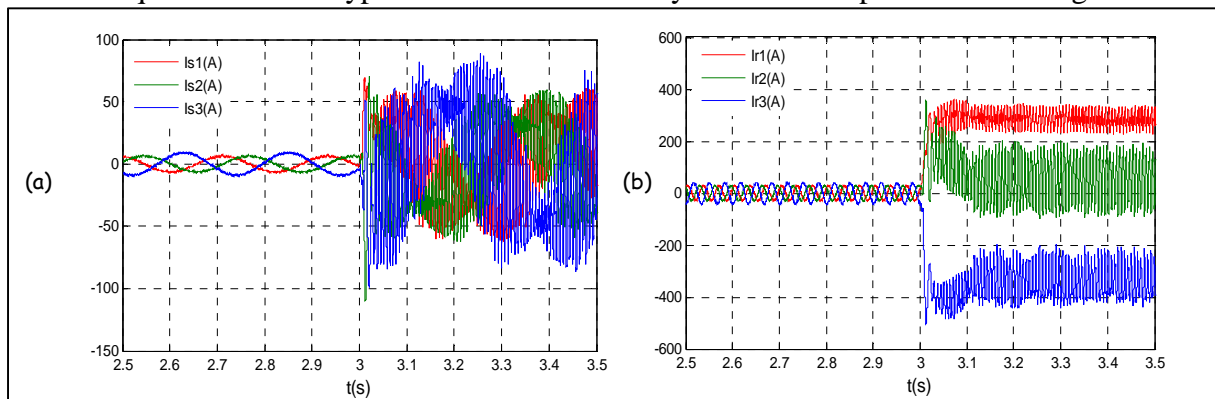


Figure 3-31 : Les courants rotoriques et statoriques de phase à l'apparition d'un défaut court-circuit de l'interrupteur.

L'introduction d'un défaut de court-circuit provoque un transitoire au niveau des courants statoriques (la Figure.3.31.a) et rotoriques (la Figure.3.31.b) de la MADA, Ceci induit un couple pulsatoire (voir la Figure. 3.32) qui peut être dangereux pour la structure de la machine asynchrone à double alimentation.

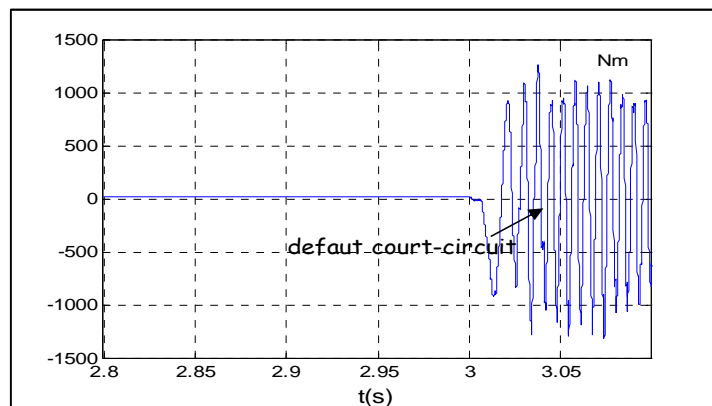


Figure 3-32 : schéma du couple pulsatoire introduit par le défaut.

La littérature sur le problème de court-circuit est riche, et la solution la plus répandue est l'utilisation d'un bras ou d'interrupteurs de secours supplémentaires à l'onduleur de tension [112] [113].

Le défaut de court-circuit a déjà été traité pour la structure décrite par [9] durant ses travaux de thèse. Il a en effet proposé de rajouter six éléments passifs commandables et modifiables selon le mode sain ou le mode défaillant.

En effet, et comme il est montré dans la Figure 3-33, la solution proposée consistait à introduire deux interrupteurs K_m et K_c de types IGBTs même durant le mode sain, ce choix est justifié par la rapidité de propagation d'un tel défaut.

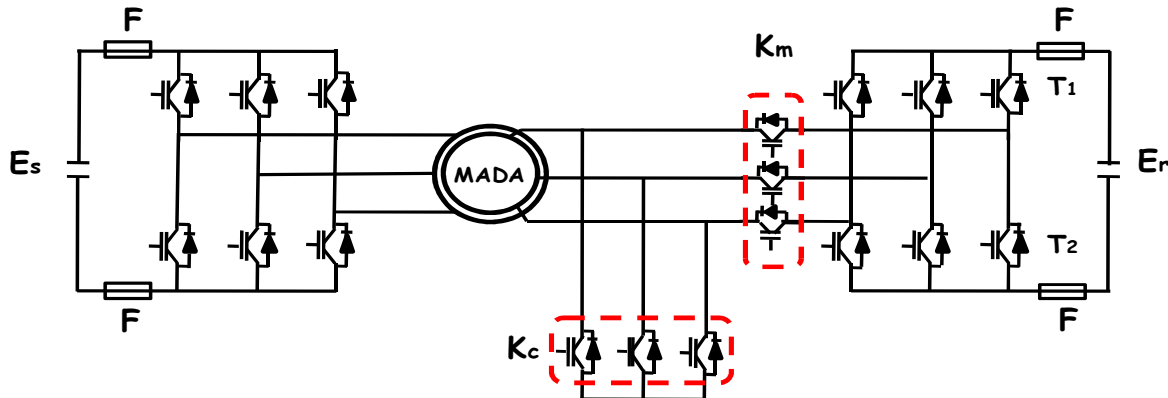


Figure 3-33 : schéma d'utilisation d'interrupteurs supplémentaires (extrait de la thèse de Sejir [9]).

Cette solution, même si elle s'avère tolérante au défaut de court-circuit d'interrupteur, elle présente les inconvénients d'être :

- Encombrante suite à l'ajout des éléments passifs pour assurer la reconfiguration pour assurer la continuité de service,
- Coûteuse,
- Nécessite d'une commande supplémentaire des interrupteurs passifs ajoutés

Ces inconvénients constituent des obstacles pour son utilisation dans une application embarquée, d'où le besoin d'une autre solution tenant compte du critère embarqué de la propulsion navale.

3.6.1.2 Solution proposée

Une solution est introduite dans un contexte de défaut court-circuit, la méthode repose sur l'utilisation de l'interrupteur défaillant et les degrés de liberté offerts par la MADA par sa double alimentation pour assurer une reconfiguration de la machine asynchrone à double alimentation en une machine asynchrone classique dans l'objectif d'assurer une continuité de service [114].

Les étapes de la solution proposée sont illustrées dans la Figure 3-34, la Figure 3-35 et la Figure 3-36.

Un capteur de tension est utilisé aux bornes de l'interrupteur comme témoin du mode sain ou défaillant du composant. Dès que le défaut apparaît, le bras dont le défaut survient est protégé du court-circuit par l'ouverture de l'interrupteur restant, puis un ordre d'ouverture pour les éléments se situant dans le côté bas de l'onduleur, et la fermeture de ceux du haut pour finalement reconfigurer la structure de la machine.

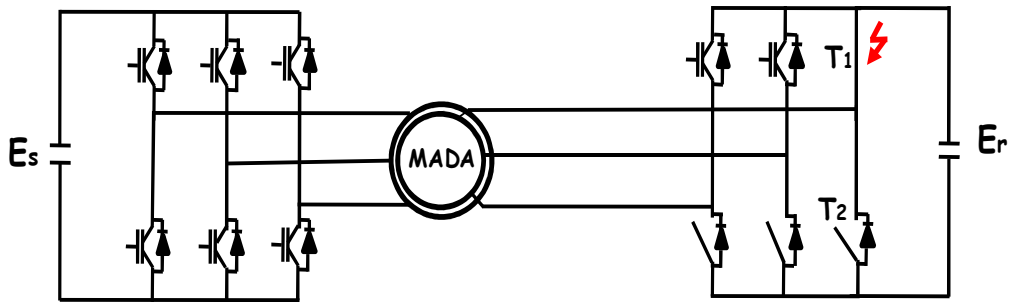


Figure 3-34 : étape de détection du court-circuit de l'interrupteur T1 et ouverture du T2.

Un ordre d'ouverture des interrupteurs comme illustré dans la Figure 3.36.

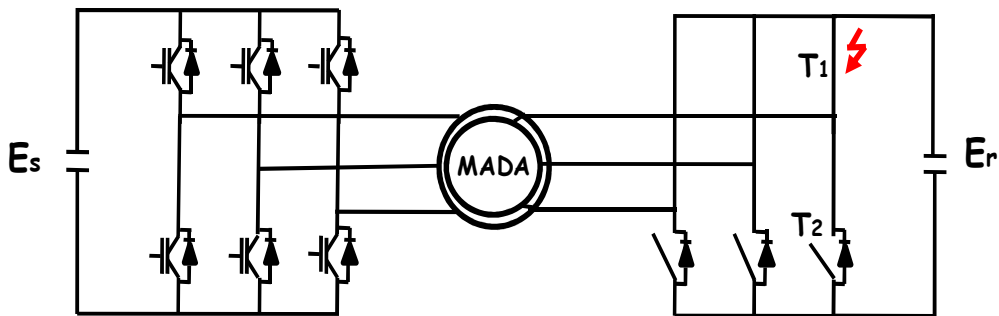


Figure 3-35 : Ouverture des interrupteurs d'en bas de l'onduleur défaillant.

Finalement, on arrive à reconfigurer la machine asynchrone à double alimentation vers une machine asynchrone à cage.

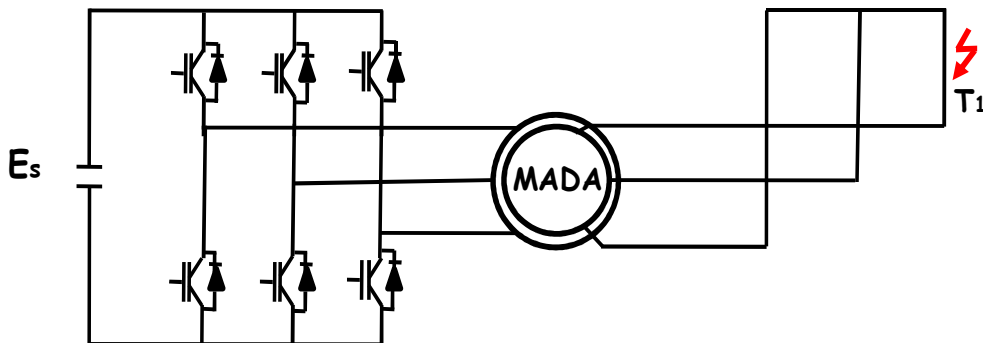


Figure 3-36 : Reconfiguration de la MADA en une MAS.

Il faut à rappeler que la commande de la MADA doit être reconfigurée vers une commande vectorielle simple

Un défaut de court-circuit de l'interrupteur de puissance a été émulé au niveau de l'onduleur de tension rotorique alimentant de la MADA.

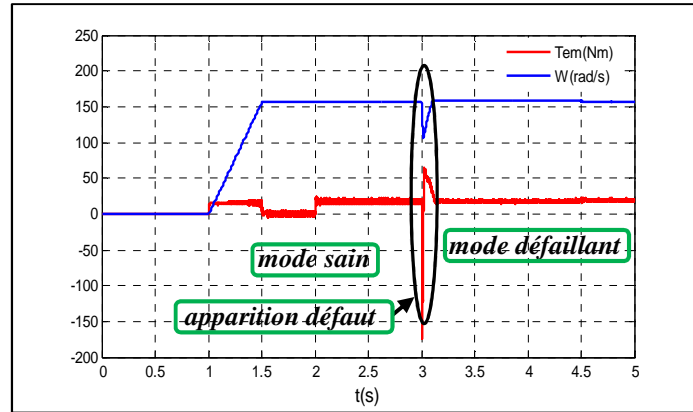


Figure 3-37 : Continuité de service sous un défaut court-circuit.

La Figure 3-37 montre qu'avec l'apparition du défaut, on remarque un transitoire qui s'établit, mais après reconfiguration de la structure de puissance et de la commande adéquate, la continuité de service est assurée. La validation de cette solution s'est faite avec les paramètres réduits. C'est pour cela qu'on observe des valeurs qui restent inchangés. En réalité on doit s'adapter à la nouvelle puissance mise sur la machine après défaut.

3.6.2 Défaut Capteur vitesse/position

Le développement des commandes linéaires et non linéaires réalisé durant ce chapitre nécessite l'installation de capteur pour avoir de l'information sur la rétroaction. Un défaut éventuel des capteurs installés (vitesse/position ou courant) peut induire à la mise hors service du système. Ces conséquences sont contraires aux exigences imposées par un système embarqué de type propulsion navale, d'où la nécessité d'introduire une redondance en cas de perte de l'un de ces capteurs.

Le domaine de la propulsion navale nécessite des entraînements à fort couple et à basse vitesse. En effet, certains navires comme les brises glaces, nécessitent un couple élevé à basse vitesse pour libérer une hélice prise dans la glace ou de couper un bloc de glace sans caler l'hélice.

Durant les travaux présentés dans ce mémoire, un défaut qui survient au niveau de capteur vitesse/position a été pris en compte. Il constitue une continuité des travaux initié par M. Abdellatif [72]. Cet algorithme développé et appliqué sur la stratégie non linéaire DDTTC est ainsi validé dans le domaine de la basse vitesse [74] pour toutes les stratégies de commande proposées dans ce mémoire. Nous avons donc repris cette reconstitution dans le cadre de la propulsion navale pour sa validité dans le domaine de la basse vitesse.

3.6.2.1 Algorithme de reconstitution de la position de la MADA

L'algorithme de la reconstitution de la vitesse proposée par M. Abdellatif [72] est repris dans ce mémoire et trouve son intérêt dans l'indépendance de la commande appliquée. Pour cette raison, nous l'avons validé sur les commandes déjà citées [115].

Nous restons toujours dans les degrés de liberté qu'offre la machine asynchrone à double alimentation où les courants rotoriques restent accessibles. En effet, la méthode propose d'exprimer les quatre composantes du vecteur courant, ce qui permet de définir une relation entre eux permettant de générer la position du rotor de la machine.

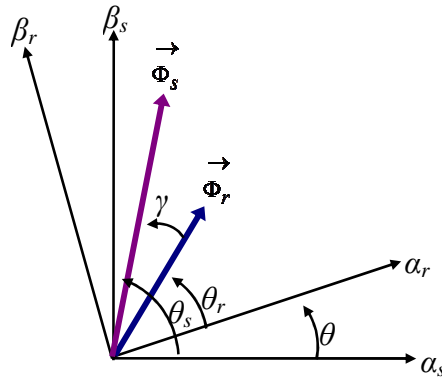


Figure 3-38 : Représentation du vecteur courant dans le repère rotorique

Les composantes du vecteur courant rotorique lié au repère $\alpha_r\beta_r$ s'expriment par l'application de la transformée des coordonnées $123-\alpha_r\beta_r$.

$$\begin{aligned} i_{r\alpha_r} &= \sqrt{3/2} \cdot i_{r1} \\ i_{r\beta_r} &= \sqrt{2}/2 \cdot i_{r1} + \sqrt{2} \cdot i_{r2} \end{aligned} \quad (3-44)$$

Les composantes dans le repère $\alpha_s\beta_s$ s'expriment en fonction du flux et courants statoriques, nous aurons :

$$\begin{cases} i_{r\alpha_s} = \frac{\hat{\Phi}_{s\alpha_s} - L_s \cdot i_{s\alpha_s}}{M_{sr}} \\ i_{r\beta_s} = \frac{\hat{\Phi}_{s\beta_s} - L_s \cdot i_{s\beta_s}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (3-45)$$

De (3-43) et (3-45), nous aboutissons à l'expression de la position θ_0 :

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{i_{r\beta_s} \cdot i_{r\alpha_r} - i_{r\beta_r} \cdot i_{r\alpha_s}}{i_{r\alpha_s} \cdot i_{r\alpha_r} + i_{r\beta_r} \cdot i_{r\beta_s}} \right) \quad (3-46)$$

3.6.2.2 Algorithme de reconstitution de la vitesse

Un algorithme nommé ATO (Angle Tracking Observer) a été utilisé pour remonter depuis l'information position calculée par les composantes du vecteur courant jusqu'à la position vitesse. En effet, cet algorithme se trouve très bien adapté au capteur de type résolveur. Il calcule le sinus et cosinus de la position estimée comme le montre la Figure 3-39.a, et après linéarisation dans la Figure 3-39.b.

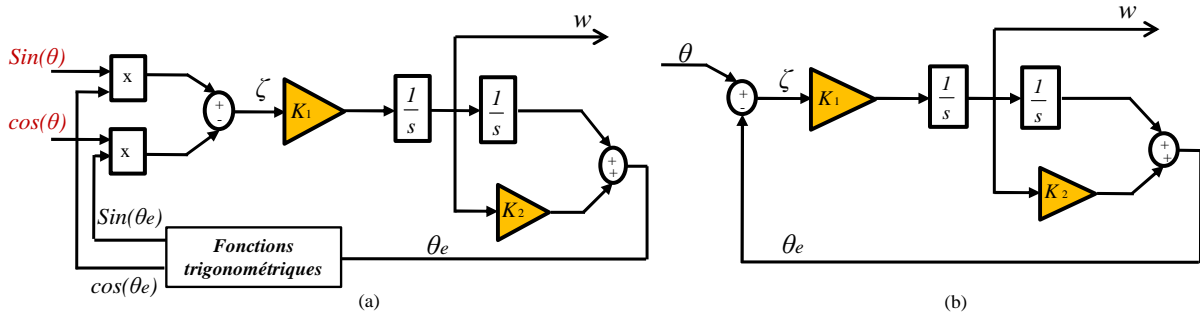


Figure 3-39 : Principe de l'observateur ATO (a) : Principe général, (b) après simplification.

3.6.2.3 Détection du défaut et reconfiguration

Un défaut de capteur de vitesse/position se manifeste par une perte totale d'information. Un marqueur (K_d) a été introduit pour détecter l'éventuel défaut qui peut survenir, en fonction de son état, la décision de la reconfiguration ou non de la commande est prise en compte.

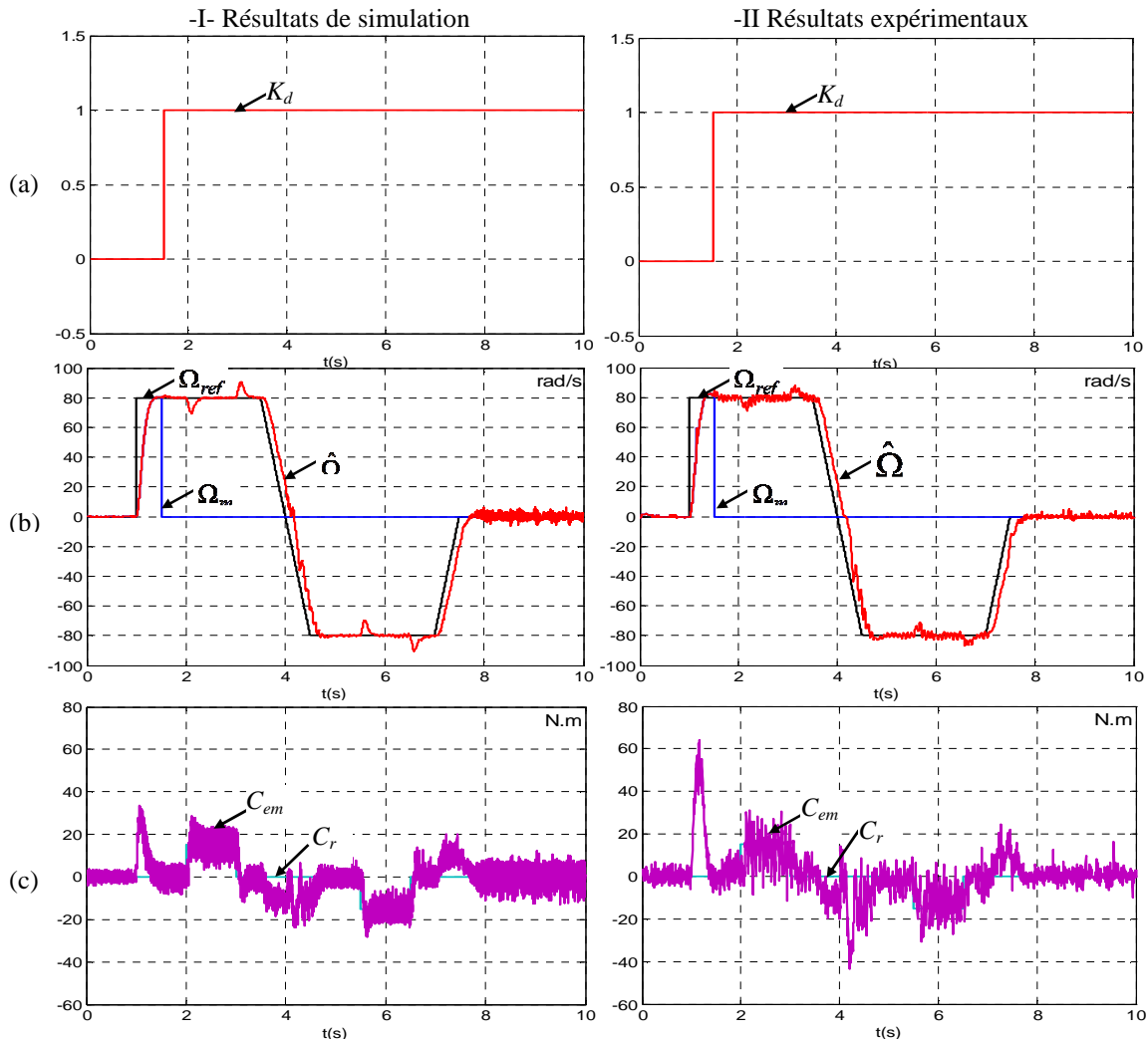


Figure 3-40 : Fonctionnement en supervision et application d'un défaut simulant la perte d'information à la sortie du capteur de vitesse à l'instant $t=1.5$ s (a) : le marqueur permettant la détection et la reconfiguration, (b) : allures de la vitesse avant et après défaut, (c) : allure du couple électromagnétique avant et après défaut

Sur la Figure 3-40, les courbes obtenues en simulation et en expérimentation sont présentées, Cette figure montre que le comportement de la vitesse et celui du couple électromagnétique de la machine sont identiques, que ce soit avant ou après le défaut. Le défaut est correctement détecté et la commande est reconfigurée à l'instant même de l'apparition du défaut.

C'est ce qui fait que cette dernière est insensible au défaut. Le système commandé garde les performances d'avant le défaut.

7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les stratégies de commandes appliquées à la machine asynchrone à double alimentation alimentée par deux onduleurs de tension.

Après une brève introduction d'une loi scalaire en boucle ouverte (v/f), une commande linéaire à orientation des flux associé à un modulateur MLI a été appliquée et les résultats obtenus ont été reportés dans ce mémoire. Vu la non robustesse de la commande linéaire vis-à-vis des variations paramétrique, des régulateurs par mode de glissement ont été utilisés pour les modes mécaniques et électriques. Les résultats présentés montrent une amélioration du système. Le modulateur joue un rôle vital dans les entraînements à vitesses variables. Nous avons alors travaillé sur l'association des modulateurs avec les stratégies déjà citées.

Un type de commande non linéaire est présenté dans ce chapitre. Il s'agit de la commande DTC connue pour ses bonnes performances et sa robustesse à la variation de la fréquence de commutation. Un modulateur SVM a été associé et les résultats ont été présentés.

Toutes ces commandes développées seront évaluées dans un contexte naval, une comparaison de ces stratégies sera faite dans le prochain chapitre.

Connaissant le caractère embarqué de la propulsion navale, notre système doit être fiable et reconfigurable en cas de défaut d'un élément du système afin d'assurer une continuité de service.

Les semi-conducteurs de puissance sont amenés à connaître des conditions de travail sévères dans une application de type propulsion navale, ce qui peut les amener à présenter des défaillances. Une solution a été présentée dans ce mémoire dans le cas d'un éventuel défaut court-circuit d'un interrupteur.

Un défaut de capteur vitesse/position peut être fatal pour le bon fonctionnement des systèmes électriques à entraînements variables. Le cas de la basse vitesse reste délicat à traiter, une solution s'appuyant sur les degrés de libertés offerte par la MADA a été introduite dans ce contexte pour palier à un tel défaut.

Chapitre 4

Evaluation des stratégies de commande

4.1 Introduction

L'objectif visé dans ce chapitre est d'évaluer les stratégies de commande déjà présentées dans une application de type propulsion navale.

Dans un premier temps, les lois de contrôle seront validées sur les modèles de propulseurs. Ces modèles ont été conçus pour tenter de refléter au mieux les réalités physiques liées à l'environnement de la machine de propulsion. Des simulations permettront d'attester du bon fonctionnement de ces stratégies.

Dans un second temps, étant à la recherche d'une commande optimale, il sera procédé à l'évaluation de ces stratégies de commande sur des phases spécifiques du cycle de propulsion. Deux critères ont été retenus. Pour évaluer les performances de la commande. Le premier est une évaluation énergétique des pertes qu'engendrent les commandes sur les onduleurs alimentant la machine asynchrone à double alimentation lorsqu'elle est utilisée comme moteur de propulsion. Une étude théorique sur des pertes sera réalisée en s'appuyant sur des données du constructeur. Cette démarche est ainsi validée en simulation en utilisant le logiciel *SABER*.

Le deuxième critère est de grande importance pour notre application, et concerne les aspects liés au bruit acoustique résultant de l'association «Machine-convertisseur», Ce bruit acoustique sera étudié à travers les bruits d'origines magnétique qui sont dépendant des conditions d'alimentation de la machine. Il sera ainsi évalué pour les diverses techniques de commande mises en œuvre.

4.2 Les stratégies de commandes pour la MADA dans l'environnement marin

Il s'agit dans cette partie du chapitre de préciser la manière dont nous avons mis en œuvre la loi de commande avec les modèles de propulseurs retenus.

4.2.1 Modèle du propulseur

Le modèle de régime permanent a déjà été présenté au chapitre II. Il a été codé dans le langage MAST de *SABER* et associé à des techniques de commandes linéaires et non linéaires.

Il est à noter que même si les modèles ont été établis, le cycle d'opération imposé au propulseur reste très important.

Dans cette partie du mémoire, le cycle de fonctionnement imposé est celui du Bâtiment de Projection et de Commandement « *Mistral* » illustré sur la Figure 4-1. Il est important de rappeler que ce cycle a été adapté à l'échelle de notre machine asynchrone à double alimentation de propulsion dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

Le fonctionnement décrit en bas est un fonctionnement à quatre quadrants et qui correspondent à quatre phases différentes :

Propulsion avant : cette phase correspond au premier quadrant du cycle de fonctionnement, et elle se fait sur deux temps :

- Le premier correspond à une augmentation de la vitesse du véhicule marin
- Le second temps correspond à une phase de croisière jusqu'à atteindre la phase du régime nominal.

Propulsion arrière : dans cette phase, le sens de rotation du moteur de propulsion et le couple sont de même signe.

Freinage avant : dans cette phase, la phase de freinage peut se faire en inversant le sens de rotation des hélices, et peut durer un temps assez conséquent.

Freinage arrière : dans cette phase, l'énergie est restituée.

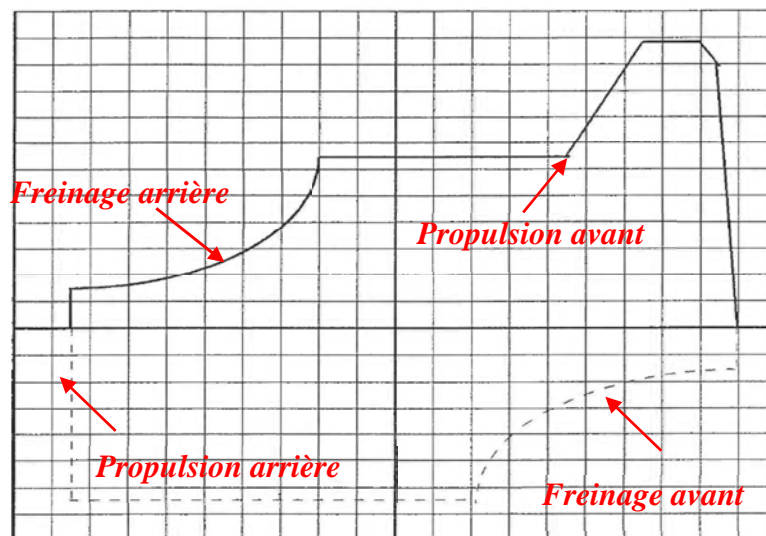


Figure 4-1 : Cycle de fonctionnement « données ALSTOM-Power-Conversion »

4.2.2 Exploitation des données « Alstom-Power-Conversion »

La première partie du cycle de fonctionnement (propulsion avant) est exploitée dans simulation des modèles afin de se rapprocher au mieux du comportement réel du propulseur. Le calcul de la vitesse de référence, de la poussée et du couple hydrodynamique se sont réalisés pour le modèle du régime permanent (Cf chapitre 2) en considérant la MADA comme moteur de propulsion. Elle est dans ce scenario associée à une hélice marine à trois pâles à pas fixes comme illustré sur la Figure 4-2.

Afin de ne pas encombrer le manuscrit de résultats de simulation les lecteurs sont invités à consulter [116] afin de disposer des résultats obtenus sur les autres modèles de propulseurs.

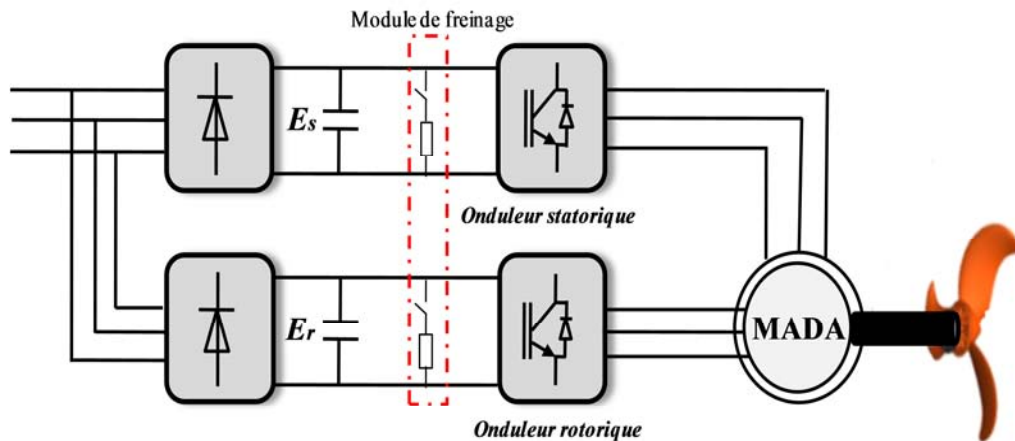


Figure 4-2 : Schéma du système étudié dans ce mémoire.

L'exploitation du cycle de fonctionnement passe par une adaptation de celui-ci à notre niveau de puissance les résultats obtenus pour cette mise à l'échelle sont reportés dans la Figure 4-3.

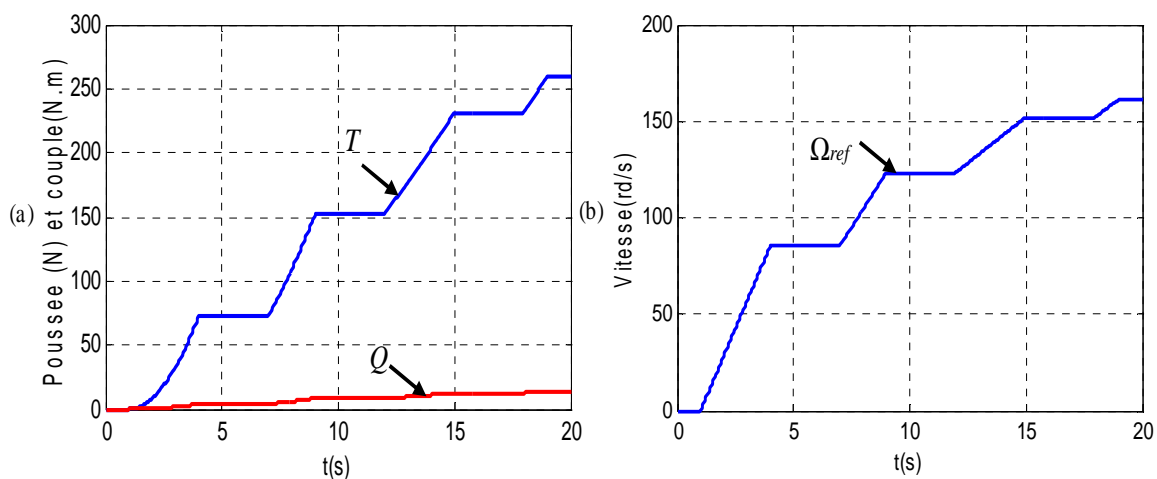


Figure 4-3 : figure de (a) : Poussée et couple hydrodynamique, (b) : vitesse de référence générée par le modèle

Au cours de la validation des stratégies de contrôle appliquées au système de propulsion, ce cycle sera commun à toutes les lois et sera aussi utilisé lors de la phase d'évaluation.

4.2.3 Utilisation des modèles pour la commande

Dans cette partie du chapitre, nous nous intéressons à la manière d'associer les modèles de propulseurs avec les différentes stratégies de contrôle.

4.2.3.1 La commande vectorielle

L'hélice en rotation génère une poussée et un couple hydrodynamique qui vient s'exercer sur l'arbre de la machine. Ayant opté pour une régulation en vitesse, la référence de vitesse est calculée à partir de cette poussée. La Figure 4-4 montre le principe de la commande du propulseur.

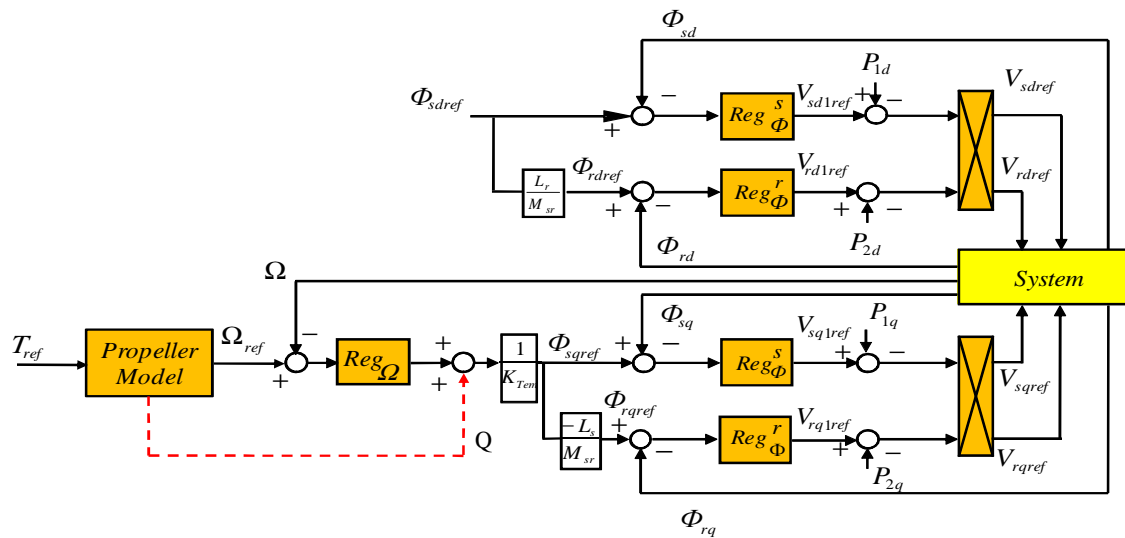


Figure 4-4 : Principe de la commande vectorielle sur un propulseur.

Les résultats de simulation de cette association sont reportés sur la Figure 4-5.

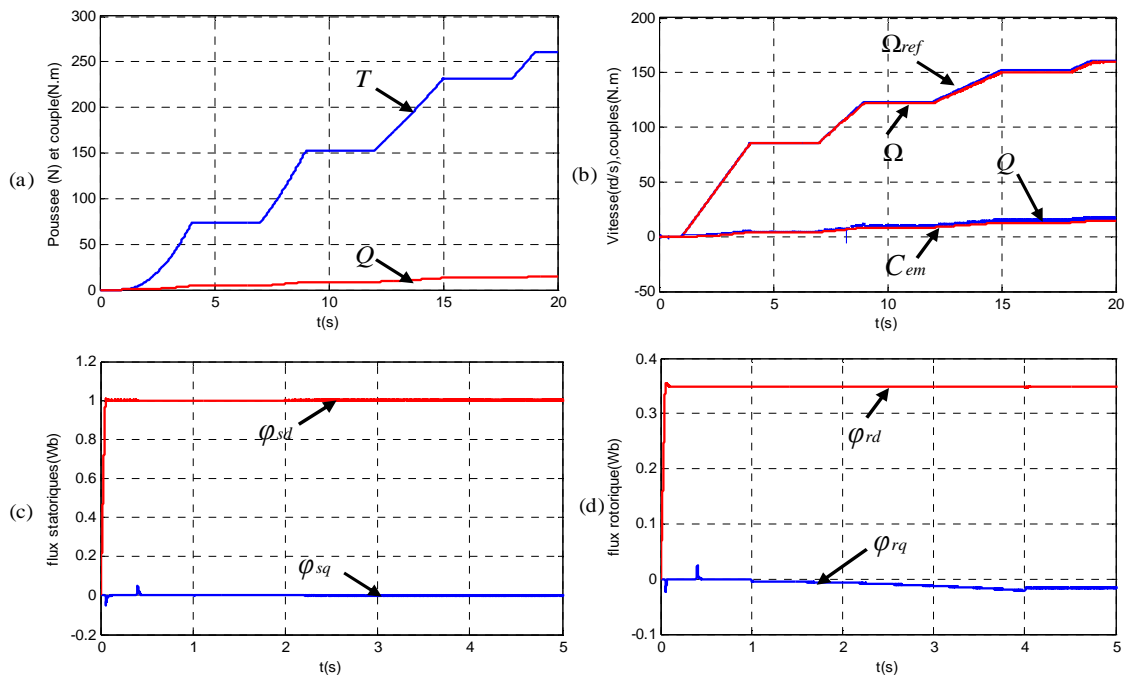


Figure 4-5 : Résultats de simulation de la propulsion avant avec la commande vectorielle.

L'analyse des résultats montre que la vitesse mesurée suit bien la consigne calculée à partir du modèle du propulseur. Il convient ensuite de noter la bonne régulation des flux sur les deux axes (d, q) de la machine comme la montre les Figures 4.5.c et 4.5.d.

Le flux φ_{sd} reste à sa valeur nominale, et φ_{sq} reste nul. Le flux φ_{rq} est quant à lui est l'image de couple électromagnétique.

4.2.3.2 La commande par mode de glissement

Le principe de la commande par mode de glissement avec un couple de charge hydrodynamique est illustré dans la Figure 4-6.

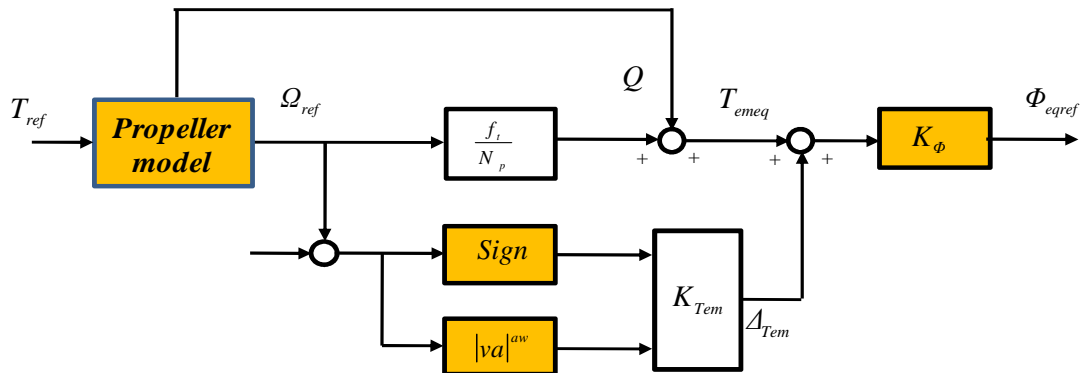


Figure 4-6 : La commande par mode de glissement avec le propulseur.

Les résultats de simulation obtenus sont montrés sur la Figure 4-7. L'analyse de ces derniers atteste de la bonne régulation de la vitesse de rotation de l'arbre de la machine, ainsi que des flux statorique et rotorique.

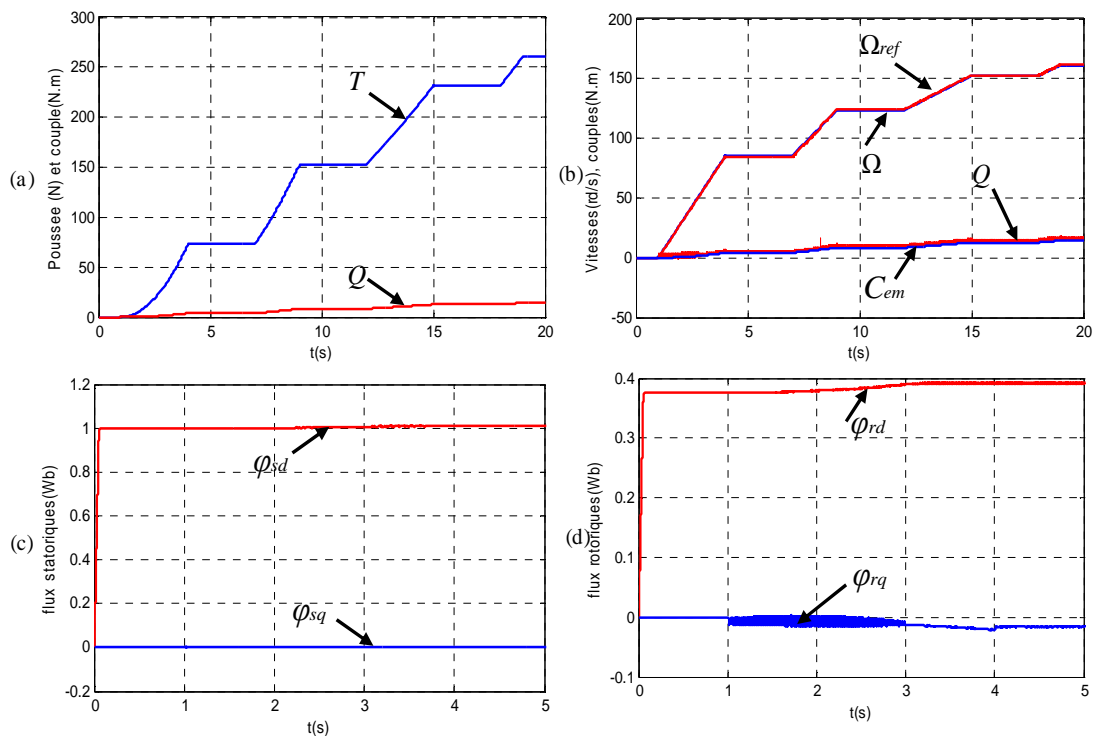


Figure 4-7 : Résultats de simulation sous SABER de la commande par mode de glissement.

4.2.3.3 La technique DDTC

Comme le montre la Figure 4-8, la commande DDTC (non linéaire à fréquence variable) peut également être associée au modèle de propulseur. La vitesse de référence résultante de la poussée de référence est appliquée comme consigne de régulation et le couple hydrodynamique est quant à lui est appliqué comme couple de charge.

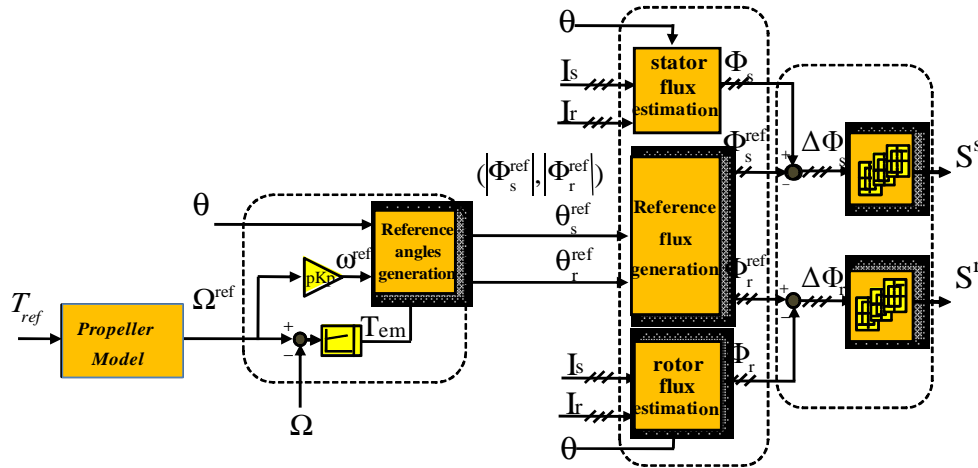


Figure 4-8 : Principe de l'association de la DDTC avec le propulseur.

La poussée et le couple hydrodynamique imposés sont reportés sur la Figure 4.9.a. La vitesse de rotation régulée est montrée sur la Figure 4.9.b comparée à la consigne imposée montre le fonctionnement correct de la commande utilisée est ainsi démontrée. Les flux correspondant à ceux imposés comme référence.

Des oscillations sont observées au niveau des flux et du couple électromagnétique dans le cas de la DDTC. Pour les réduire, il est nécessaire de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

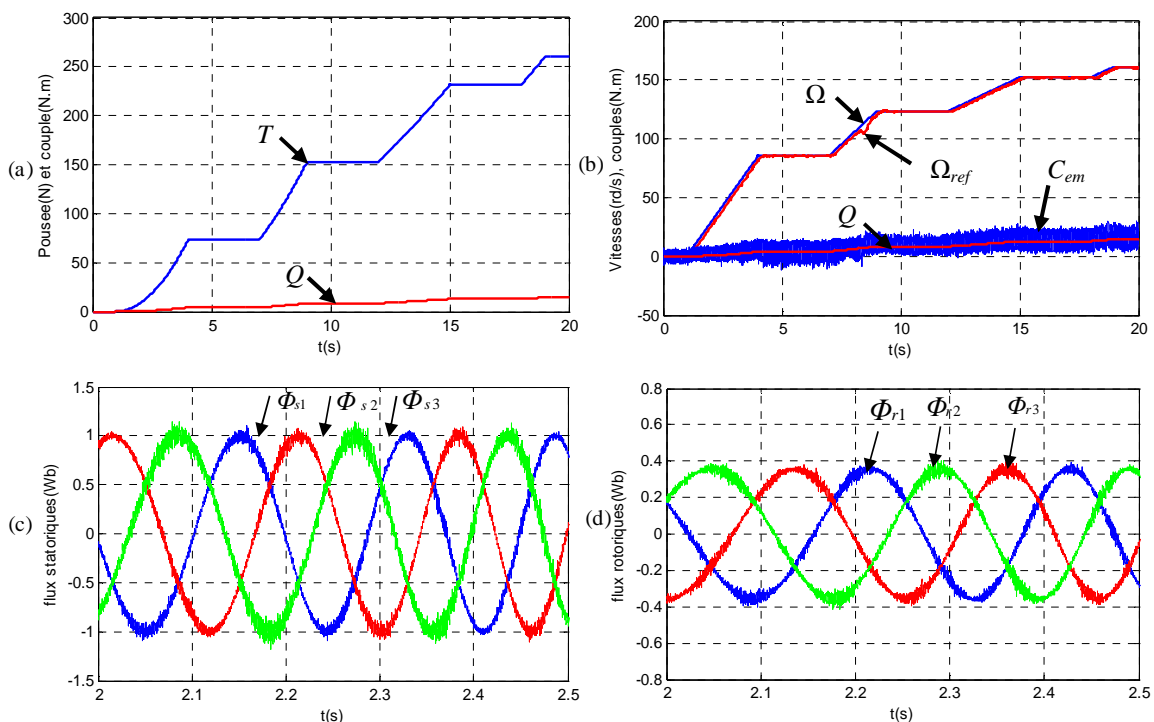


Figure 4-9 : Résultats de simulation avec la DDTC.

4.2.3.4 La commande DDTC-SVM

Le moteur de propulsion est commandé cette fois-ci avec la DDTC-SVM (non linéaire à fréquence fixe) dont le principe est montré sur la Figure 4-10, et entraîne directement l'hélice à trois pales à pas fixes déjà modélisés.

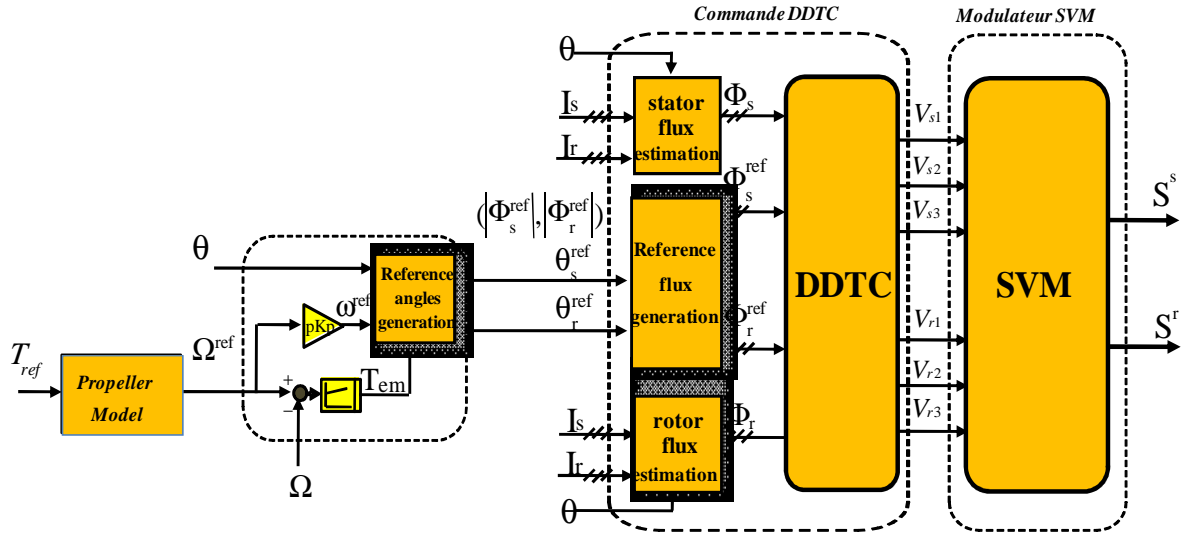


Figure 4-10 : Schéma de principe de la DDTC-SVM avec le propulseur.

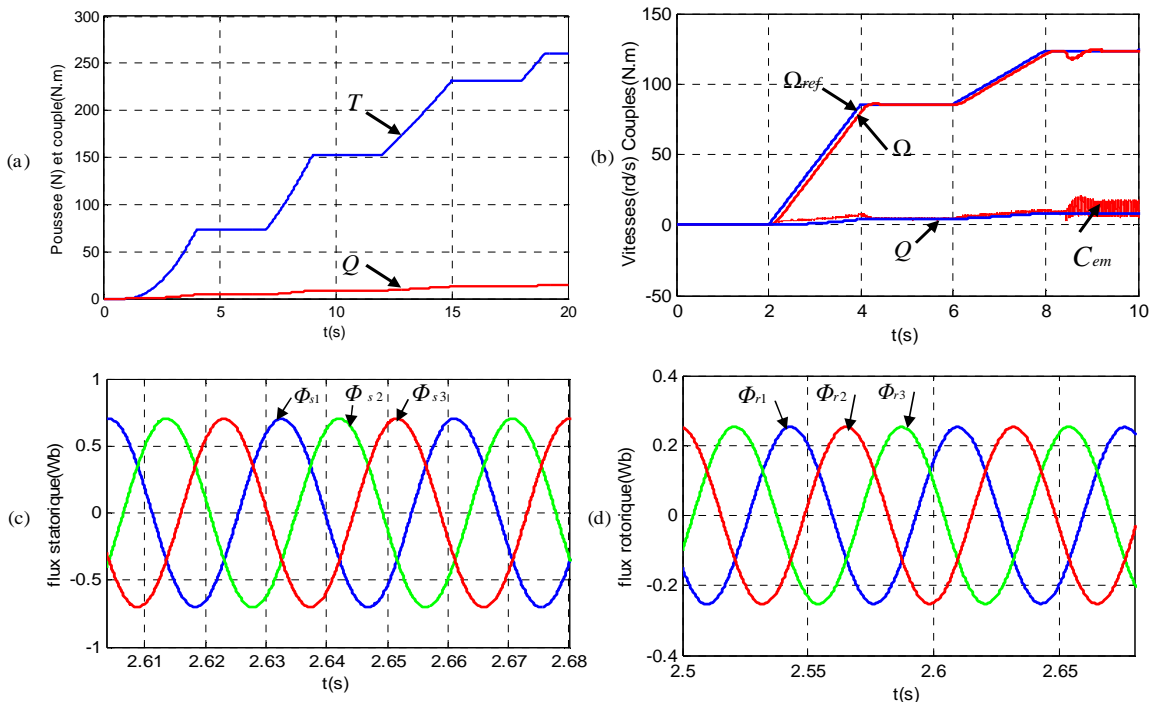


Figure 4-11 : Résultats de simulation dans l'environnement SABER.

La régulation de vitesses est bien assurée. En effet, la vitesse de rotation de la machine suit bien la consigne souhaitée et imposée par le propulseur comme le prouve la Figure 4.11.a. Une comparaison avec la DDTC montre une réduction des oscillations au niveau du couple électromagnétique de la machine (Figure 4.11.b), et au niveau des flux (Figure 4.11 c et 4.11 d).

4.3 La répartition de puissance

La répartition de puissance est un critère à respecter dans les commandes développées. En effet, l'utilisation de deux onduleurs de tension pour alimenter une seule machine présente non seulement l'avantage d'apporter une redondance structurelle, mais aussi un degré de liberté supplémentaire pour la commande.

Cette démarche de répartition de puissance s'avère très intéressante puisqu'elle permet un sous dimensionnement optimisé des convertisseurs d'alimentation de la machine. Cette répartition de puissances actives en régime permanent s'établit respectant un coefficient de répartition de puissance souvent fixé par les constructeurs.

Le principe de répartition de puissance repose sur le contrôle de la part de la puissance instantanée absorbée par chaque armature de la machine en jouant sur un coefficient nommé k_p selon l'équation :

$$P = P_s + P_r \text{ avec } \begin{cases} P_s = k_p P_{mec} \\ P_r = (1 - k_p) P_{mec} \end{cases} \quad (4-1)$$

Ce coefficient est défini comme étant :

$$k_p = \frac{\omega_r}{\omega} \quad (4-2)$$

Nous adoptons les notations suivantes :

- P_s : Puissance active moyenne absorbée par les enroulements statoriques
- P_r : Puissance active moyenne absorbée par les enroulements rotoriques
- P_{mec} : Puissance mécanique moyenne dans le cas d'un rendement unitaire

Il est à noter que ce coefficient est considéré comme un degré de liberté. Il est susceptible d'être modifié. Néanmoins, celui-ci est amené à être fixé pour un dimensionnement correct des onduleurs de tensions.

Le principe de répartition de la puissance active est détaillé par le schéma de la Figure 4-12.

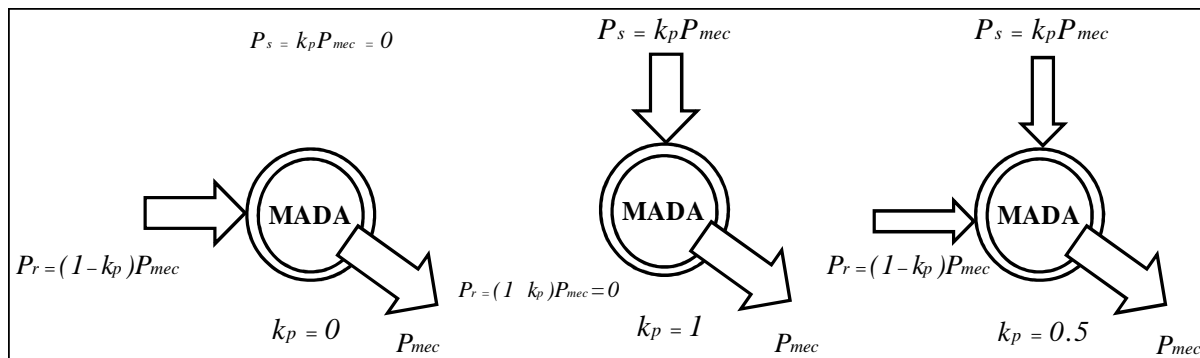


Figure 4-12 : Principe de la répartition de puissance.

S. KHOJET EL KHIL dans ses travaux de thèse [9] a mené une étude sur le dimensionnement des convertisseurs tout en faisant une comparaison avec une MAS à cage. Les résultats de cette comparaison montrent que le gain en dimensionnement devient plus significatif quand la puissance des machines électriques augmente. Ceci est illustré par la Figure 4-13.

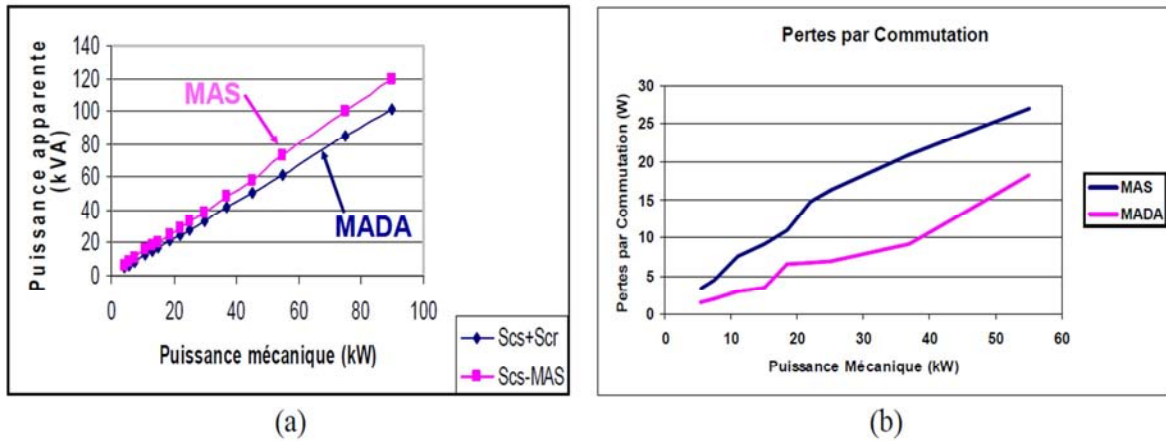


Figure 4-13 : Résultats de comparaison (a) : entre puissance apparente des convertisseurs et (b) : de pertes par commutation en considérant deux systèmes : l'un basé sur la MADA et l'autre sur une MAS [9].

Les conclusions tirées de cette étude énoncent qu'un gain de 20% est réalisé en terme de dimensionnement des convertisseurs en utilisant la MADA, et que les pertes par commutations dans le cas de la MADA reste nettement inférieures aux pertes dans le cas de la MAS.

Une répartition optimale de la puissance repose sur une distribution équitable de puissance de chaque côté de la machine, Ceci revient à imposer $k = 0.5$. Les résultats de simulation pour ce cas sont reportés sur la Figure 4-14 :

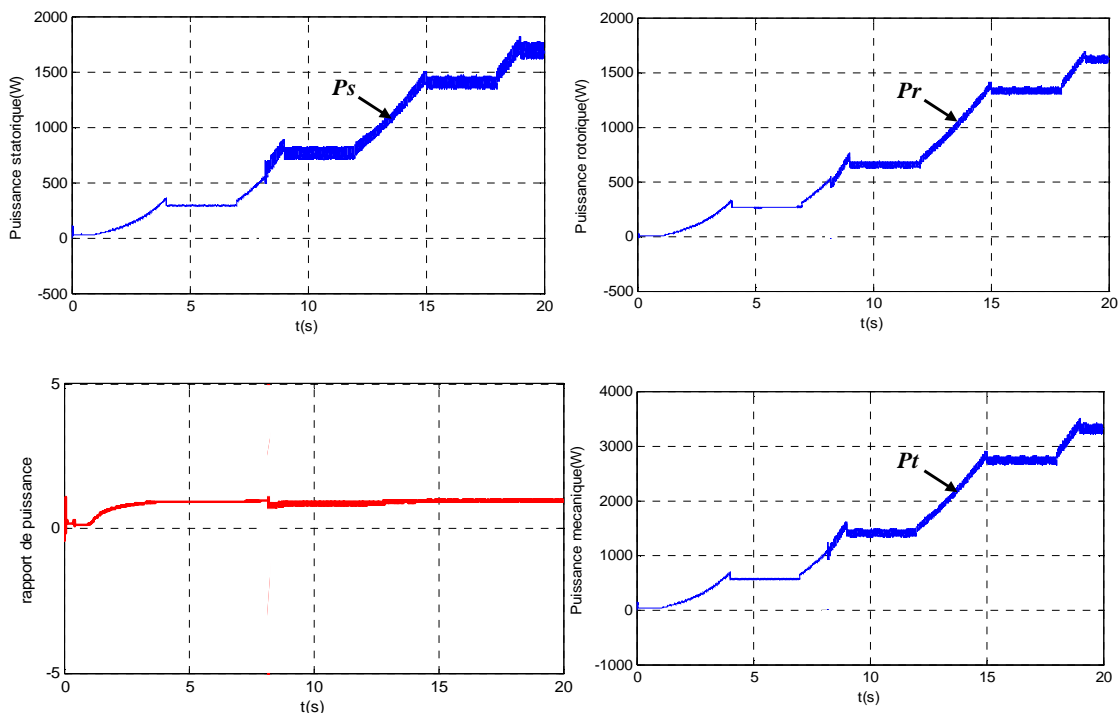


Figure 4-14 : Résultats de simulation de la répartition des puissances sur le cycle de propulsion.

Les résultats de simulation montrent une répartition de puissance respectant le critère imposé, les puissances actives statorique et rotorique restent équitablement distribuées. Le dimensionnement de la machine et de l'électronique associée doivent bien sûr le permettre.

Ceci constitue un point de départ pour une initiative lancée par la DGA, et qui consiste à réaliser une machine à rapport unitaire permettant cette répartition de puissance entre les deux armatures de machine statoriques et rotoriques d'une MADA. Cela constitue une manière de répondre par dimensionnement à un critère de la commande pour assurer un meilleur fonctionnement. La machine de puissance 30kW par ECA-EN dans le cadre du projet MADASIC répond à ces contraintes.

4.3.1 La MADA à répartition de puissance unitaire

Dans le cadre du projet MADA-SIC, ECA-EN avait le rôle de concevoir une MADA permettant un fonctionnement nominal avec un rapport de répartition de puissance unitaire.

Cette machine a été construite pour fournir une puissance nominale de 30kW à une vitesse de 900tr.min⁻¹ sous une tension d'alimentation de 1200V efficace entre phase. Un refroidissement à eau prévu au stator et au rotor autorise un fonctionnement à iso-puissance.

4.3.2 L'architecture d'alimentation

La solution d'alimentation adoptée pour le banc de 30kW est comme montrée dans la Figure 4-15, et constitue le résultat d'investigations menées par R.Lucas dans le cadre de son stage Master 2 au sein de la société ECA-EN. Cette solution est choisie parmi 5 autres [117].

La structure adoptée permet de s'affranchir à la fois de l'utilisation de composants haute-tension et d'un transformateur en sortie. On recrée le système de tension triphasé d'un bobinage à l'aide de trois onduleurs monophasés. Un des bras d'onduleur est relié à un point neutre recréé et l'autre à une des phases de la machine. Cette méthode ne peut être mise en œuvre qu'à la condition où les trois sources de tension continue ne possèdent pas de référence commune (potentiels flottants). C'est la raison de la présence d'un transformateur d'isolement par chaîne en amont du redresseur.

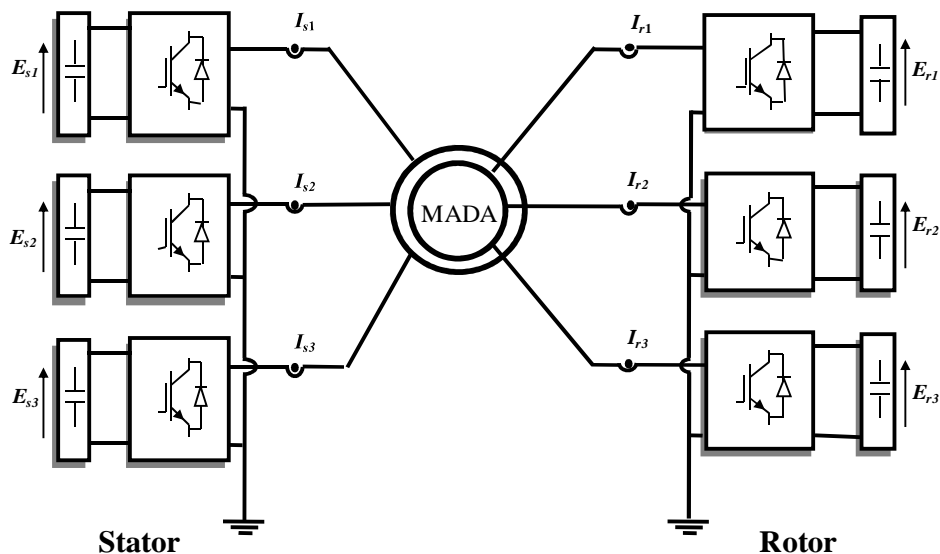


Figure 4-15 : Structure d'alimentation dans le projet MADA-SIC.

La tension simple efficace nécessaire en sortie est de 700V, cela implique un niveau de tension sur le bus continu de 1000V au minimum ($\bar{V}_s = V_{bus}$). Le transformateur en amont est donc élévateur de rapport deux.

La contrainte en tension qui s'exerce au niveau des composants est de 1080V et des IGBT 1,7kV étaient disponibles dans un délai et un coût acceptables.

La multiplication des chaînes de puissance reste l'inconvénient majeur de cette structure. Le nombre d'éléments à intégrer est multiplié par six et il faut multiplier d'autant le nombre de sorties et d'entrées de la carte de commande. Par rapport à un onduleur de tension triphasé, une adaptation de la commande rapprochée des convertisseurs est de plus nécessaire.

4.3.3 Simulation de la MADA et de son architecture d'alimentation

Les stratégies de contrôle évoquées dans ce mémoire ont toutes été validées sur la nouvelle structure d'alimentation représentée sur la figure 4.15. Afin de ne pas encombrer ce mémoire de résultats, nous avons opté pour une validation de la stratégie de type à orientation du flux statorique sur un cycle de fonctionnement communément décidé avec *ECA-Electronavale*

La Figure 4-16 montre une régulation performante au niveau des grandeurs mécaniques (vitesses et couple) qui sont parfaitement régulées. Une pente de vitesse est imposée pour éviter tout transitoire dangereux sur le système.

Les flux illustrés sur les Figures 4-16 c et 4-16 d montrent une bonne adéquation avec ceux imposés en consigne.

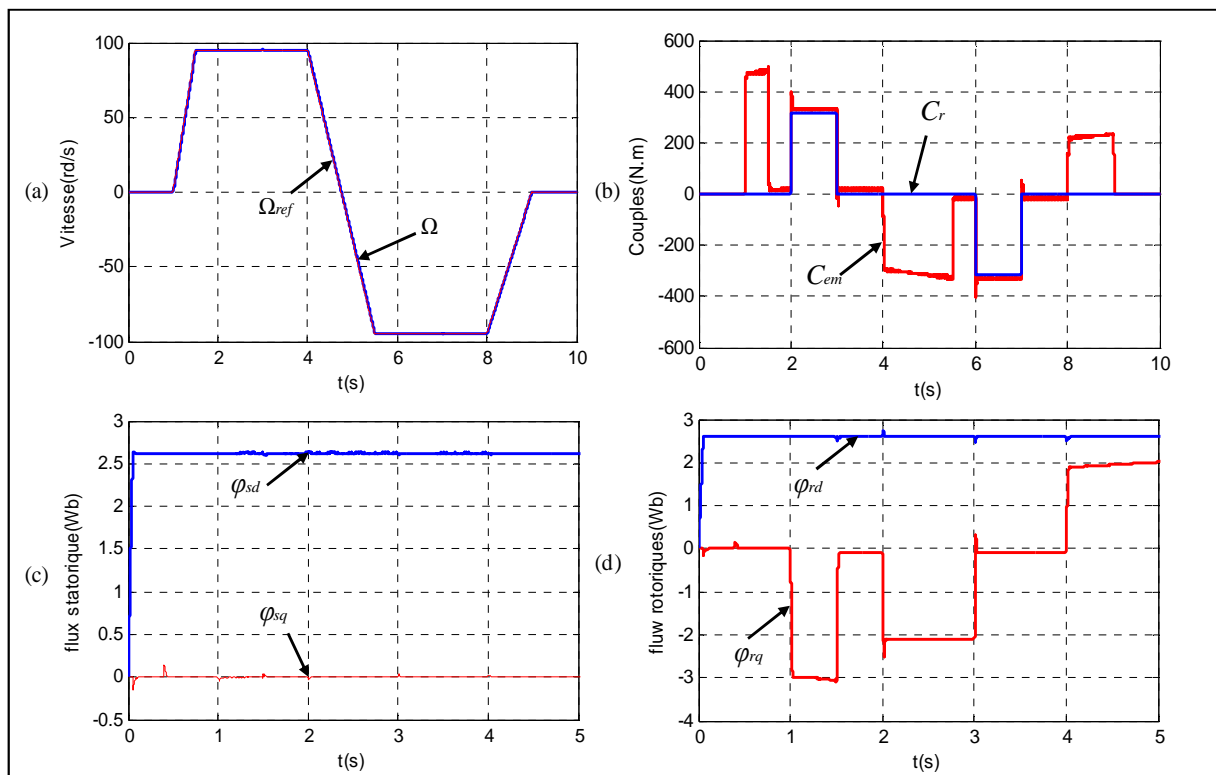


Figure 4-16 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MADA de puissance de 30kW sur un cycle classique.

La Figure 4-17 montre les allures du courant statorique (Figure 4.17.a) et rotorique (Figure 4.17 b). L'analyse de ces courbes montre qu'une fois la répartition de puissance établie entre le coté stator et le coté rotorique, la fréquence des grandeurs (courants) est répartie de la même manière. En effet, la relation entre le facteur de répartition de puissance et les pulsations des grandeurs de chaque côté du moteur est exprimée en (4-2).

Ayant opté pour une répartition équitable $k_p = 0.5$, on obtient bien une répartition de fréquence égales entre les deux armatures de la machine

Pour une vitesse nominale de valeur 95 rd/s imposée à l'instant $t=2s$, et dont l'équivalent en fréquence de 45 Hz, on constate bien que la répartition des fréquences est assurée puisque la fréquence des courant statorique et rotorique sont identiques et exactement à la moitié de celle de la fréquence mécanique.

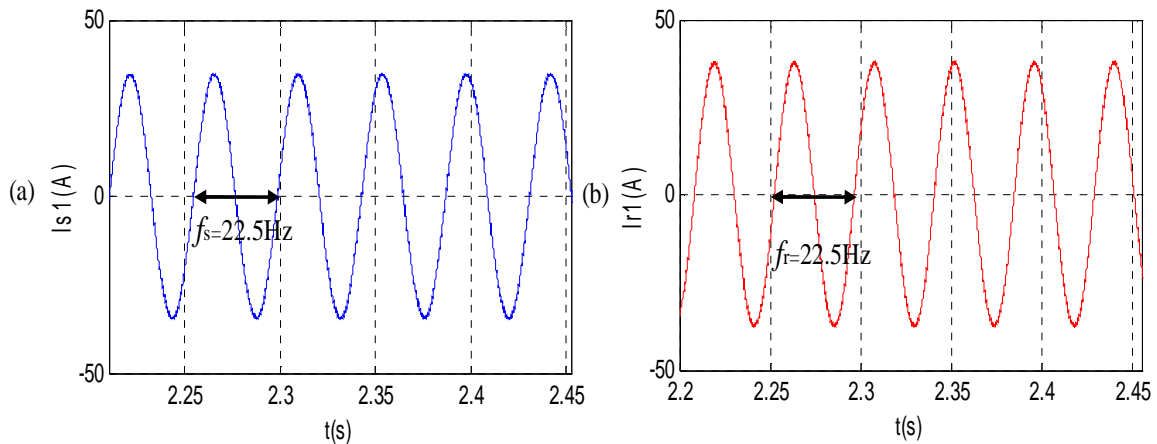


Figure 4-17 : Répartition des fréquences dans les courants de la machine.

4.3.4 Cycle de fonctionnement adapté à l'application

La société ECA-EN avec sa large expérience dans le domaine de la propulsion navale nous a transmis un exemple de ce cycle de fonctionnement souhaité en régime permanent pour la MADA.

De ce cycle (Figure 4-18), nous avons pris le soin d'extraire les consignes à imposer pour la validation du bon fonctionnement de nos stratégies de contrôle.

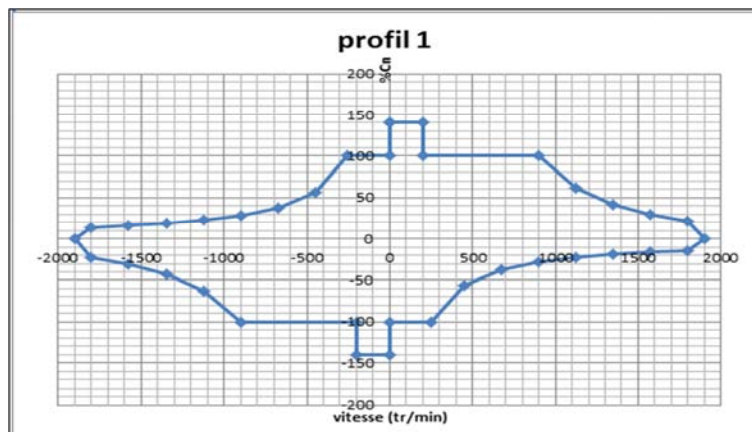


Figure 4-18 : Profil de propulsion transmis par ECA-Electrnavale.

La procédure n'étant pas la même qu'avec le précédent profil. En effet, durant ce cycle, la vitesse et le couple de charge à imposer découlent de la courbe transmise par ECA et ne passe aucunement par le modèle de propulseur.

Le premier quadrant de ce cycle a été travaillé pour qu'il soit exploitable pour un propulseur architecturé autour de la machine asynchrone à double alimentation.

La traduction de ces données sur un axe temporel sur une durée de 20s est représentée sur la Figure 4-19.

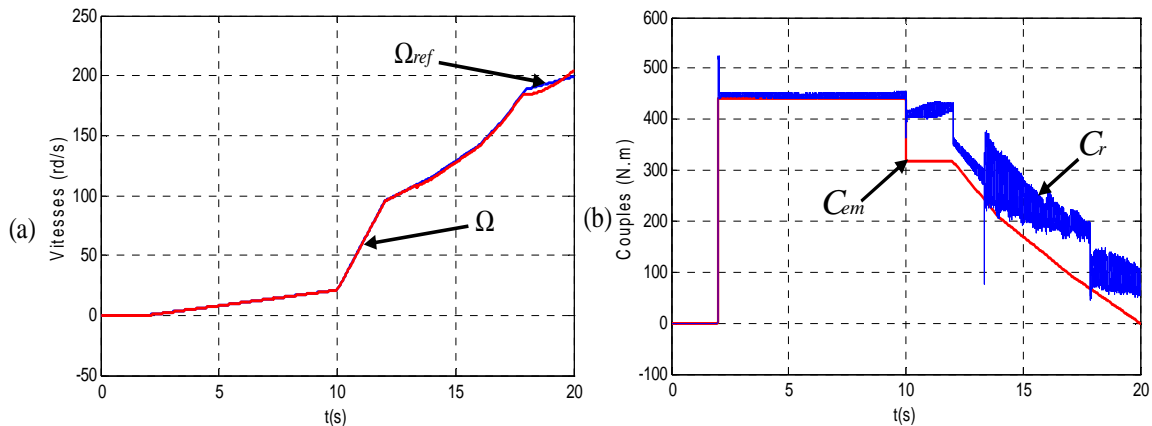


Figure 4-19 : Résultats de simulation sur cycle ECA.

Après une étape de magnétisation, la vitesse est imposée selon le cycle d'ECA, il convient de dire noter la bonne régulation de la vitesse qui suit la vitesse imposée.

Dépendant des conditions extrêmes d'opération de la machine dans ce cycle, on voit bien que le couple électromagnétique est en phase avec le couple de charge imposé durant cette phase de fonctionnement.

4.4 Evaluation des stratégies de commande

L'objectif visé dans ce chapitre consiste à évaluer la méthode de commande appliquée à la machine de puissance en utilisant comme critère les pertes d'onduleur ainsi que et les bruits acoustiques et vibratoires engendrés.

Dans un premier temps, nous avons limité notre étude sur l'impact de la commande sur les pertes dans l'onduleur. L'influence de celle-ci sur les pertes dans le moteur constitue les travaux de thèse menée par ailleurs au Laboratoire Laplace.

Une première étude analytique sera menée pour calculer les pertes dans les composants de puissance. On évalue ces pertes pour des phases choisies durant le cycle de fonctionnement pour chaque stratégie de commande appliquée.

Dans un second temps, nous nous sommes orientés vers l'étude du bruit acoustique et vibratoire. Le critère du bruit acoustique un point important pour toute association « convertisseur-machine » dans les divers secteurs industriels, il l'est encore plus dans le domaine de la propulsion navale (civile ou militaire).

4.4.1 Evaluation des pertes dans les onduleurs de tension

Il s'agit dans cette section d'évaluer l'influence des stratégies de commandes avec les divers modulateurs associés sur le bilan énergétique et plus précisément sur les pertes dans les onduleurs de tension, supposé qu'il est réalisé à base des composant de puissance de chez « INFINEON » dont les caractéristiques techniques sont reportées dans l'annexe d.

Dans un premier temps, la modélisation des pertes de l'onduleur sera évoquée et les différentes étapes seront décrites. Dans un second temps, nous tenterons d'évaluer et de comparer les stratégies de commandes développées dans le chapitre III.

4.4.1.1 Modélisation des pertes dans l'onduleur

Les pertes dans l'onduleur ont deux origines : les pertes par conduction et les pertes par commutation.

$$P_{tot} = P_{con} + P_{comm} \quad (4-3)$$

Où : P_{tot} : pertes totales dans l'onduleur

P_{con} : Pertes en conduction

P_{comm} : Pertes en commutation

A) Pertes par conduction

Quand un interrupteur d'un bras est en conduction, il véhicule un courant et il devient le siège de pertes par conduction qui sont modélisées par l'équation :

$$P_{con} = V_{ceon} I_{on} \quad (4-4)$$

Où, V_{ceon} est la chute de tension « collecteur émetteur » du semi-conducteur à l'état passant, I_{on} est le courant traversant le composant de puissance.

Pour le calcul de pertes par conduction, la première étape consiste à modéliser la tension V_{ceon} en fonction du courant I_{on} d'après les courbes données par le constructeur

Pour l'IGBT

Les courbes fournies par le constructeur permettent d'exprimer la tension V_{ceon} avec une courbe de tendance (obtenue sous EXCEL), comme en témoigne la Figure 4-20.

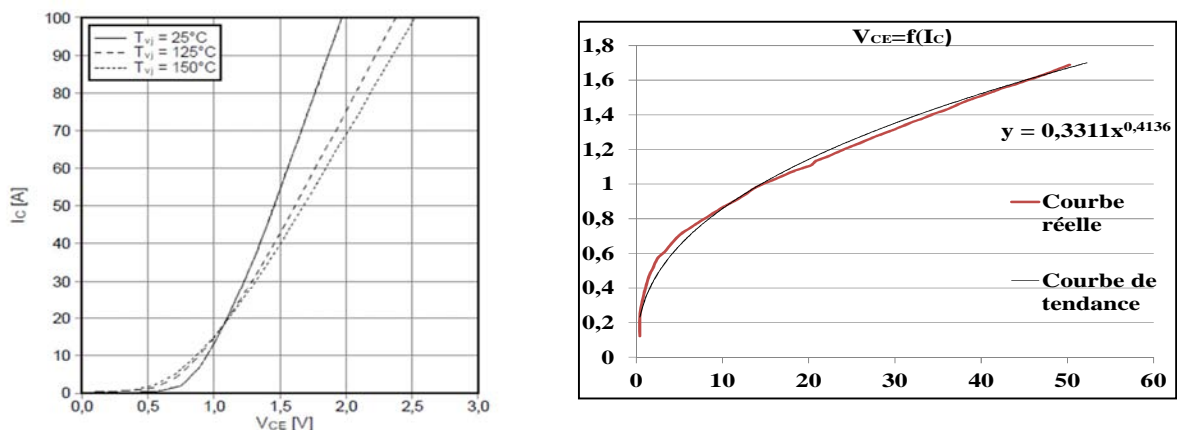


Figure 4-20 : Caractéristiques statique de la diode et modélisation sous EXCEL.

L'équation de la courbe de tendance obtenue dans EXCEL est la suivante :

$$V_{ce} = 0.3311I^{0.4136} \quad (4-5)$$

Pour la diode

Les courbes du constructeur sont exploitées de la même manière pour la diode en inverse (voir la Figure 4-20):

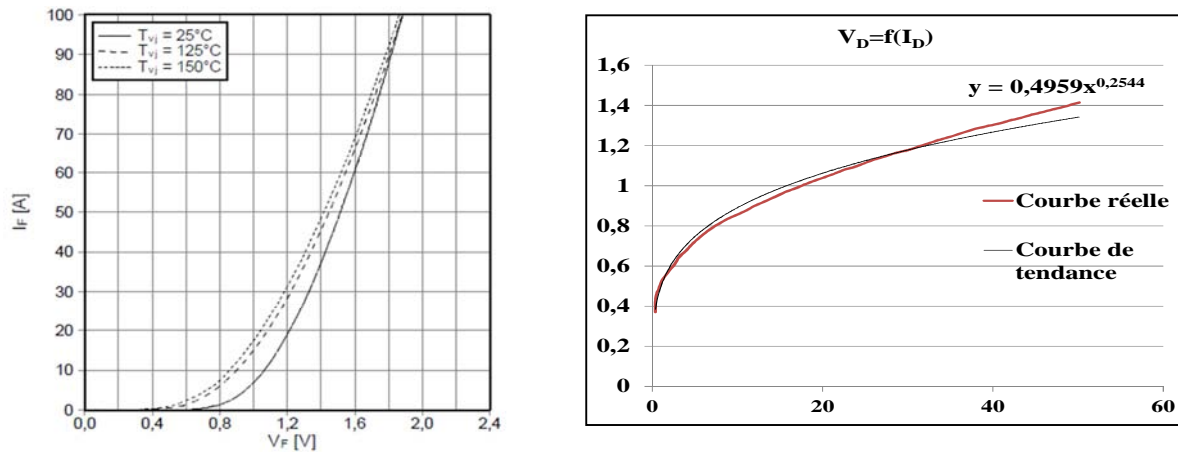


Figure 4-21 : Modélisation de V_{ceon} en fonction du courant I_{on} pour la diode.

L'équation de la courbe de tendance tirée de la modélisation de la diode en inverse s'exprime comme suit :

$$V_{ceon} = 0.4959I^{0.2544} \quad (4-6)$$

B) Pertes par commutation

Les pertes par commutation sont plus grandes que les pertes par conduction. Elles sont proportionnelles à la puissance commutée par chaque interrupteur. Comme la tension de bus est constante, on peut dire que les pertes sont proportionnelles au courant qui circule dans chaque interrupteur qui n'est autre que le courant de phase.

L'expression des pertes par commutation du composant (IGBT et diode inverse) dépend de l'énergie dissipée par l'IGBT à l'amorçage E_{on} , et au blocage E_{off} ainsi que l'énergie de recouvrement de la diode E_{rr} . Multiplié par la fréquence de découpage F_{dec} , ces énergies permettent de calculer les à l'aide de la formule suivant:

$$P_{com} = (E_{on} + E_{off} + E_{rr})F_{dec} \quad (4-7)$$

B.1 Modélisation des E_{on} et de E_{off} de l'IGBT

Il s'agit dans cette section de modéliser les énergies à l'amorçage et au blocage en fonction du courant de phase I_c en exploitant les courbes des énergies données par le constructeur (Figure

4-22). Il est à rappeler que ces courbes dépendent fortement des tensions de bus E_s et E_r , qu'elles sont amenées à changer à chaque fois que celles-ci varient.

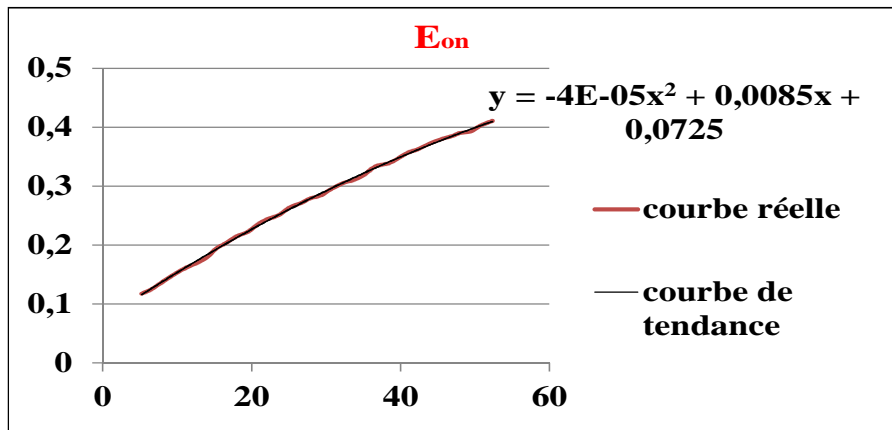


Figure 4-22 : Modélisation de E_{on} en fonction du courant I_c pour l'IGBT.

L'équation de la courbe de tendance de l'énergie à l'amorçage pour IGBT est exprimée en (4_8) (voir Figure 4-23):

$$E_{on} = 0.00004I_c^2 + 0.0085I_c + 0.0725 \quad (4-8)$$

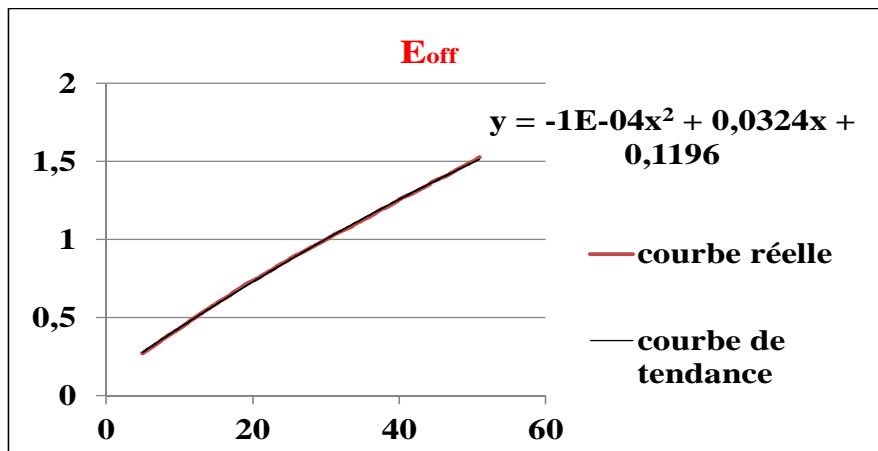


Figure 4-23 : Modélisation de E_{off} en fonction du courant I_c pour l'IGBT.

La modélisation de l'énergie au blocage est donnée dans l'équation (4_9)

$$E_{off} = -0.0001I_c^2 + 0.0324I_c + 0.1196 \quad (4-9)$$

B.2 Modélisation des E_{rr} pour la diode :

La conduction d'un courant par une diode entraîne l'existence d'une charge stockée, la phase de blocage quant à elle induit alors l'évacuation de cette charge, ce qui se traduit par la présence d'un courant négatif et qui génère des pertes par commutation du au phénomène de recouvrement de la diode.

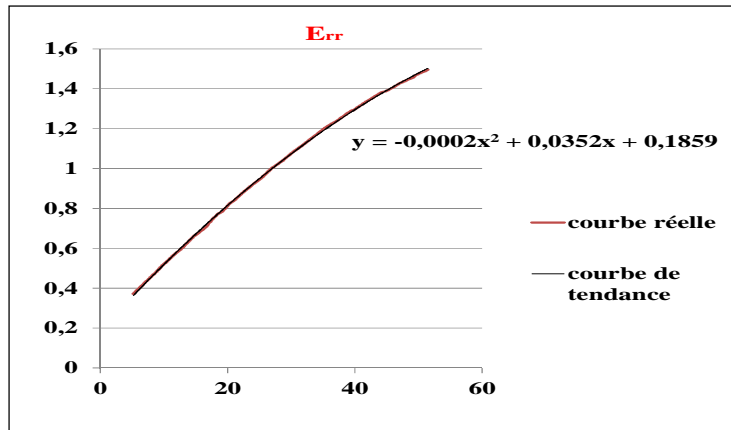


Figure 4-24 : Modélisation de E_{rr} de la diode en fonction du courant I_c .

L'énergie de recouvrement de la diode extraite de la Figure 4-24 est exprimée selon l'équation (4-10)

$$E_{rr} = -0.0002I_c^2 + 0.0352I_c + 0.1859 \quad (4-10)$$

4.4.2 Comparaison des pertes pour les différentes stratégies

4.4.2.1 Cycle de fonctionnement

L'étude de l'influence de la commande sur les pertes d'onduleur effectuée dans ce mémoire s'est restreinte à seul un coté de la machine (stator), étant donné qu'elle agit de la même manière sur le rotor.

Avant d'évaluer les pertes, la Figure 4-25 montre la puissance en entrée du convertisseur statique statoriques, qui sera un point de référence sur la consommation énergétique.

Cette puissance est représentée sur différentes phases de fonctionnement :

- ✓ Magnétisation entre 0s et 2s,
- ✓ Propulsion avant entre 2s et 4s où la vitesse et le couple augmentent,
- ✓ Une étape de croisière entre 4s et 6s,
- ✓ Une propulsion avant pour le reste jusqu'à 8s.

Nous rappelons que le critère de répartition de puissance est pris en considération durant cette phase.

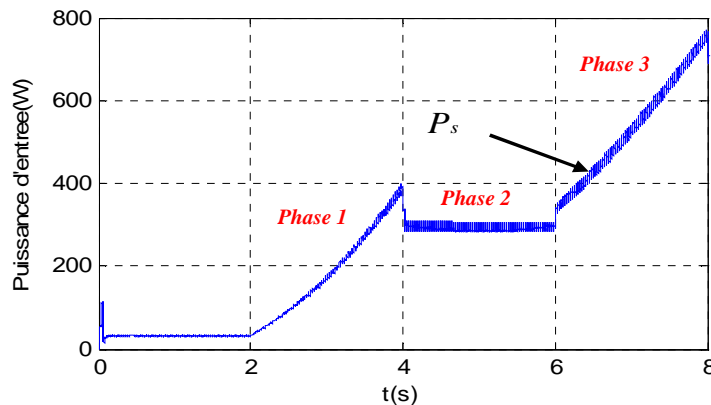


Figure 4-25 : Puissance d'entrée statorique.

4.4.2.2 Le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique

Nous proposons dans cette partie d'évaluer l'aspect énergétique et plus particulièrement les pertes de l'onduleur en utilisant la commande vectorielle à orientation du flux statique. Celle-ci a été associée aux divers modulateurs introduits au chapitre 3 de ce mémoire.

Les résultats de simulation sur une partie du cycle de fonctionnement de propulsion navale utilisée sont présentés sur la Figure 4-26. Ce sont des valeurs moyennes sur les différentes phases d'opération qui sont illustrées.

L'étude comparative entre les différentes stratégies de commande est effectuée pour une même fréquence de tension de sortie et un même coefficient de réglage en tension.

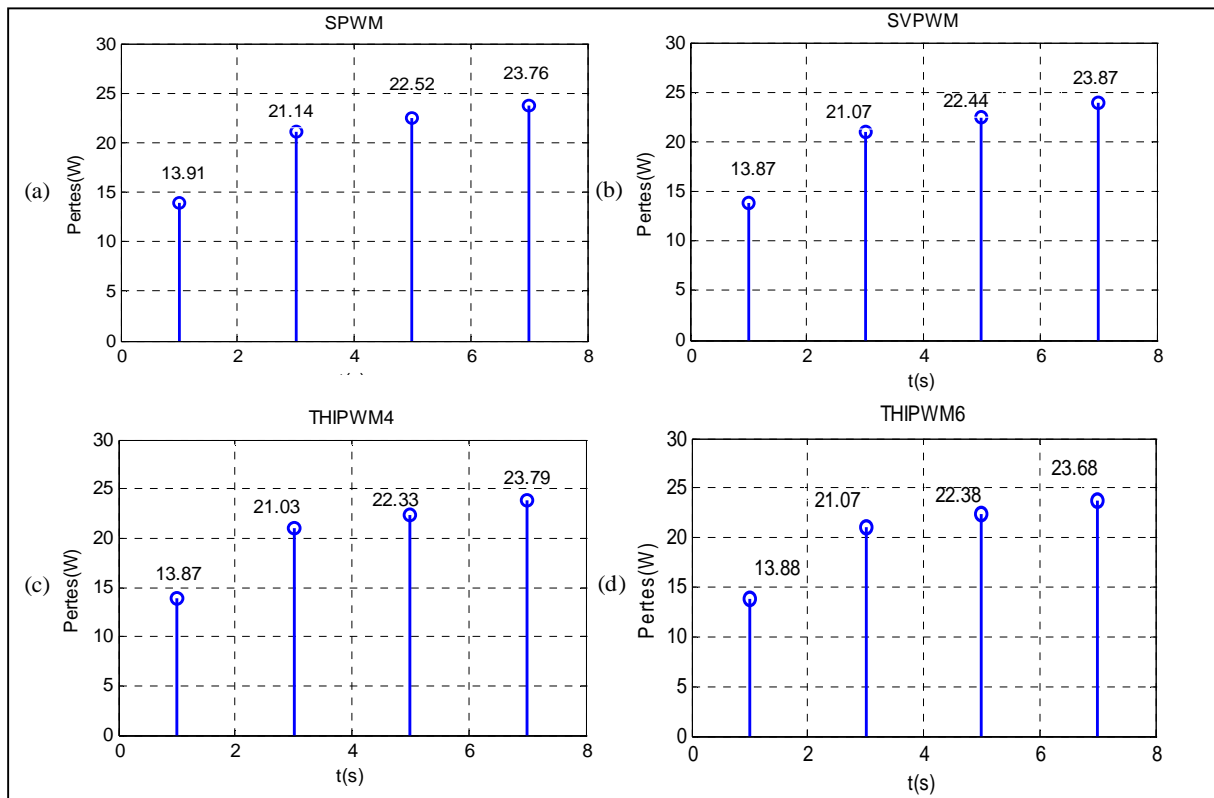


Figure 4-26 : Pertes dans l'onduleur statorique pour les modulateurs SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6.

Les résultats de simulation illustrés ci-dessous représentent les pertes instantanées moyennes sur chaque phase du cycle de fonctionnement pour l'onduleur statorique alimentant la machine de 4Kw. La commande vectorielle à orientation du flux est associée avec les SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6 sont présentés dans les figures 4.26. b, 4.26. c et 4.26. d.

Ces résultats montrent que les différents modulateurs n'apportent pas une réduction de pertes significatives dans les convertisseurs. En effet, ces types de modulateurs sont connus d'assurer une extension de la linéarité de la tension de sortie du convertisseur mais n'agissent pas directement sur les pertes. Une comparaison entre les résultats obtenus avec les modulations discontinues et les techniques SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6 montre une réduction significative de pertes dans les convertisseurs. Ces types de modulations (DPWMIN, DPWM0...) permettent une optimisation énergétique significative pour le système de propulsion.

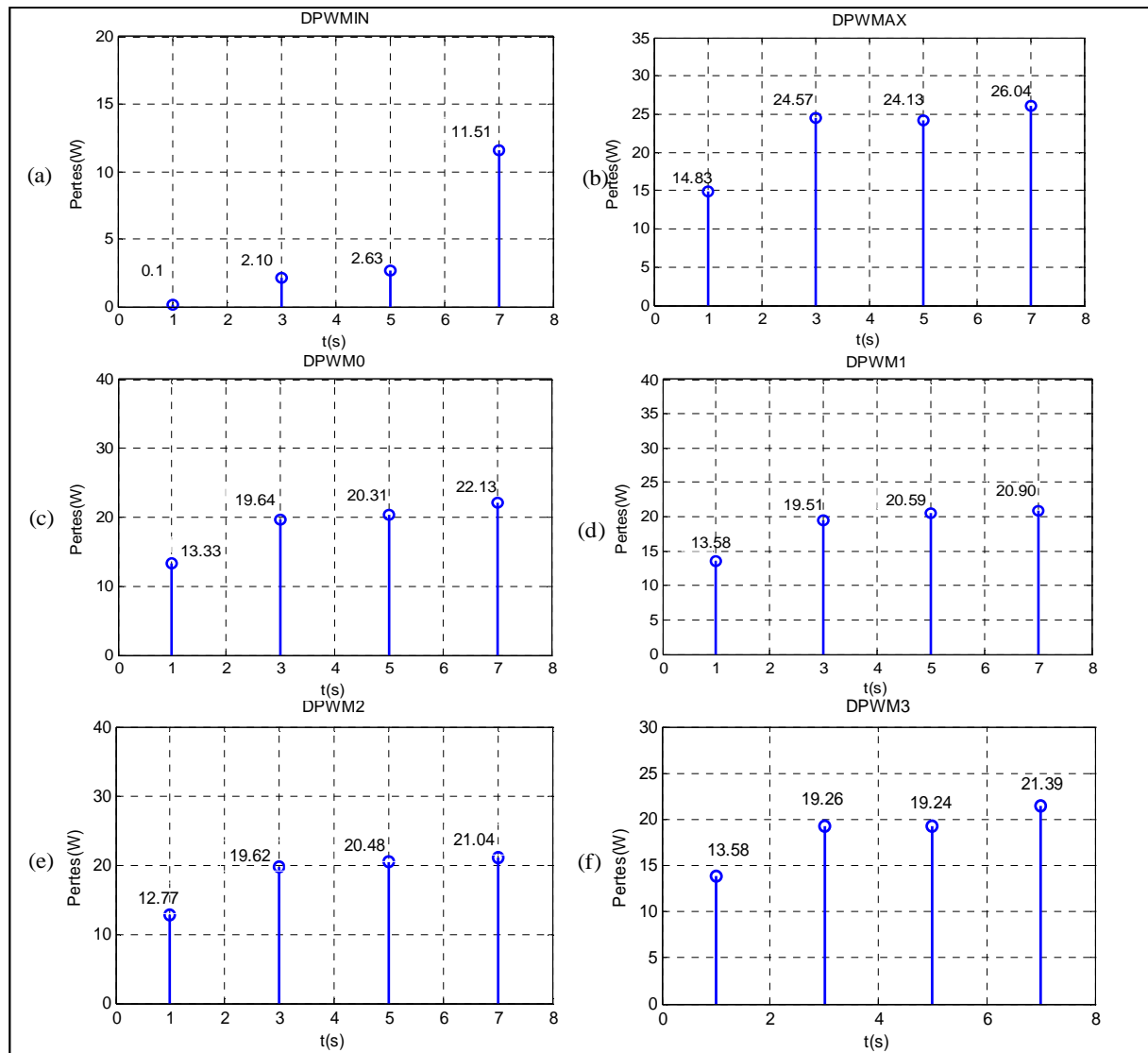


Figure 4-27 : Pertes dans le convertisseur statorique pour les modulations discontinues.

Le tableau 4-1 recense les pertes par commutation et par conduction de l'onduleur statorique en pourcentage relativement à la puissance statorique d'entrée illustrée dans la Figure 4-25. La phase de croisière (phase2 du cycle) est la phase la plus importante dans notre étude. En effet, 50 à 75% de l'énergie destinée à la propulsion est consommée dans cette phase, optimiser dans ce cas est un atout majeur pour le système.

Tableau 4-1 : Pertes pour les différents modulateurs avec la commande vectorielle

	Phase2(%)	Phase 3(%)
SPWM	12.26	7.59
SVPWM	12.25	7.43
THIPWM4	12.23	7.53
THIPWM6	12.25	7.55
DPWMIN	1.22	1.01
DPWMAX	14.28	8.14
DPWM0	11.42	6.85
DPWM1	11.34	6.95
DPWM2	11.41	6.91
DPWM3	11.20	6.5

4.4.2.3 La Commande par mode de glissement

La finalité de la démarche entreprise est de trouver une commande associée à une méthode MLI optimale afin de réduire les pertes par commutation et par conduction de l'onduleur. C'est pour cette raison que nous avons opté pour l'évaluation de toutes les commandes appliquées (linéaire et non linéaire) sur le système de propulsion proposée.

Les tensions de références issues de la commande par mode de glissement sont associées aux divers modulateurs. Les résultats de simulation sont illustrés sur la Figure 4-28.

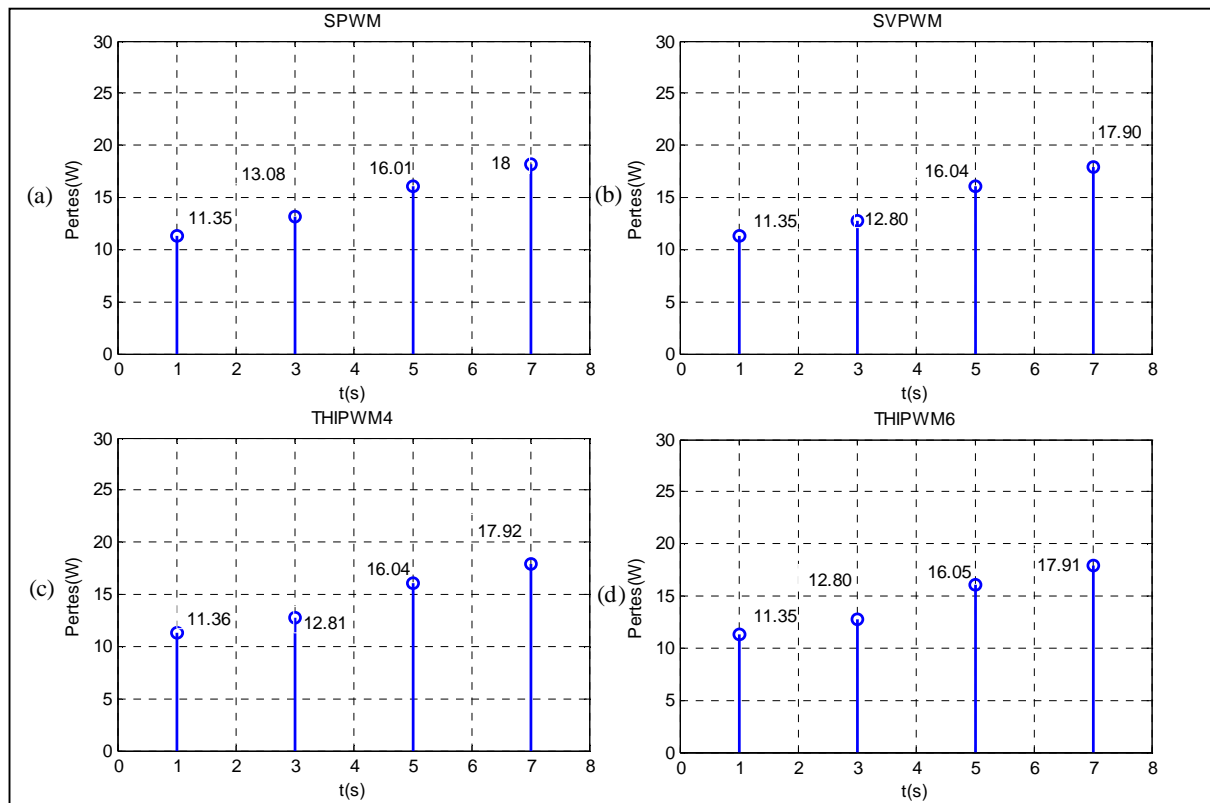


Figure 4-28 : Pertes dans l'onduleur statorique pour les modulateurs SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6.

La comparaison des résultats des pertes dans l'onduleur dans le cas de la commande par mode de glissement montre qu'il n'existe pas une grande différence entre la MLI naturelle et les divers modulateurs SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6. Le constat est le même pour la commande vectorielle par orientation des flux.

Une comparaison entre les stratégies de commande (la commande vectorielle et la commande par mode de glissement) montre que la commande non linéaire de type mode de glissement engendre moins de pertes dans l'onduleur, qu'elles que soient les divers modulateurs associés.

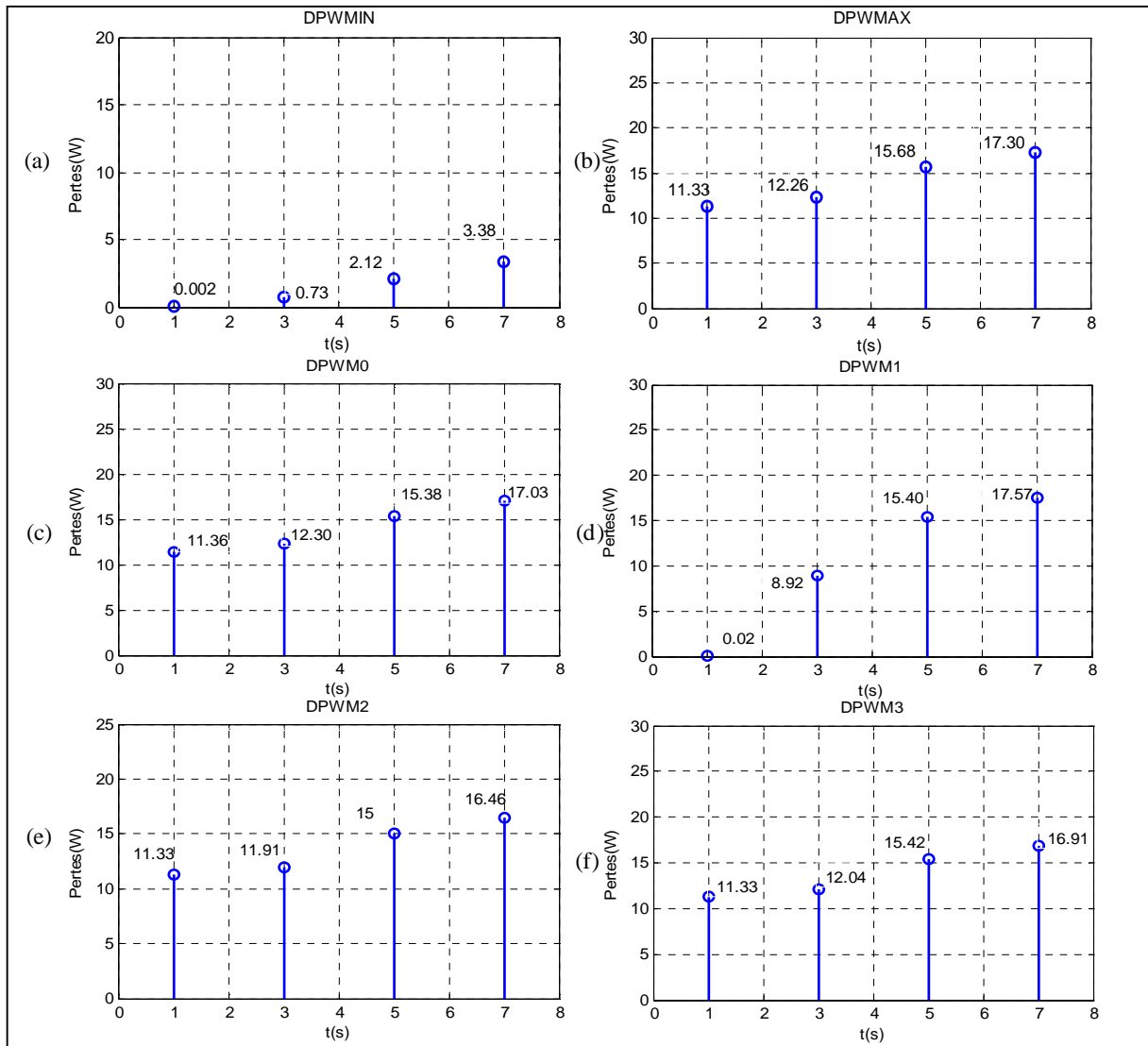


Figure 4-29 : Pertes dans l'onduleur statorique pour les modulateurs DPWMIN, DPWMAX, DPWM0, DPWMI, DPWM2 et DPWM3.

La même manière de calcul des pertes dans l'onduleur statorique en pourcentages est effectuée pour la commande par mode de glissement, le tableau 4.2 présente les résultats obtenus.

Tableau 4-2 : Pertes pour les différents modulateurs avec la commande par mode de glissement

	Phase 2(%)	Phase3(%)
SPWM	7.60	5.40
SVPWM	7.44	5.41
THIPWM4	7.45	5.41
THIPWM6	7.44	5.41
DPWMIN	0.9	0.7
DPWMAX	7.13	5.29
DPWM0	7.15	5.19
DPWMI	5.19	5.20
DPWM2	6.92	5.06
DPWM3	7	5.20

L'analyse des résultats de l'évaluation des pertes dans le convertisseur montre que la technique DPWMIN constitue la technique optimale pour la réduction des pertes énergétiques dans les convertisseurs.

4.4.2.4 Le contrôle direct du couple

La commande DDTC, dont le principal inconvénient est de posséder une fréquence de découpage variable, a été évaluée en termes de pertes dans l'onduleur. Afin d'évaluer ces pertes, un algorithme de calcul de la fréquence de découpage en instantané a été introduit. Les résultats obtenus sont reportés dans la Figure 4-30. Celle-ci montre qu'il existe un gain par rapport aux pertes avec l'introduction de la DDTC comme stratégie de contrôle. Ceci est principalement dû au choix porté sur la largeur de la bande d'hystérésis (nulle dans notre cas). La poursuite des références (flux dans notre cas) se fait avec moins de commutations, ce qui permet d'avoir une réduction énergétique de l'onduleur.

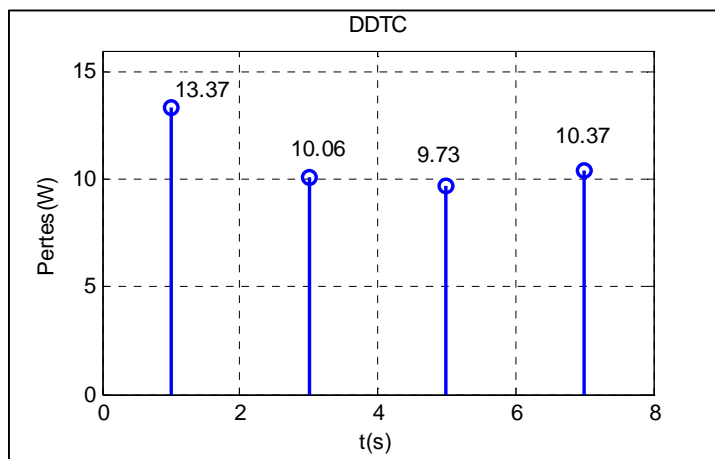


Figure 4-30 : Pertes dans l'onduleur statorique pour la DDTC.

4.4.2.5 La stratégie DTC-SVM

Un modulateur SVM avec une fréquence de découpage fixée à 5kHz a été associée à la DDTC, l'évaluation des pertes dans les convertisseurs est ainsi effectuée et les résultats obtenus sont montrés sur la Figure 4-31.

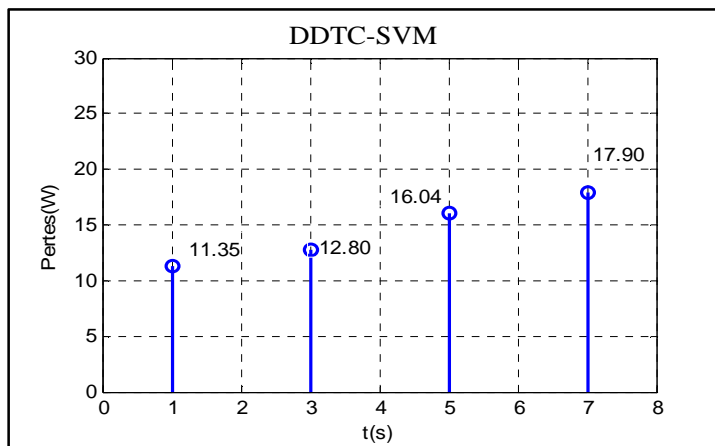


Figure 4-31 : Pertes dans l'onduleur statorique pour la DDTC-SVM.

4.4.2.6 Bilan sur les pertes et le choix de la commande minimisant les pertes

D'après les simulations et calculs précédemment réalisées, il ressort de l'étude comparative que:

- La commande directe du couple introduit moins de pertes comparée aux autres stratégies de commande de la MADA.
- La commande par mode de glissement associée aux divers modulateurs engendre une réduction énergétique comparé à la commande vectorielle avec ces mêmes techniques
- Les modulations de type DPWM réduisent les commutations des interrupteurs à travers le blocage pendant 120° de l'un des trois bras, elles apportent ainsi un grand intérêt pour la réduction des pertes comparé aux techniques SPWM, SVPWM, THIPWM4 et THIPWM6 dans les convertisseurs (réduction de 6%).
- La modulation de type DPWMIN est la technique qui offre un gain énergétique parmi les modulations DPWM.

En conclusion de cette étude comparative, il convient de noter que la commande par mode de glissement associée à la technique DPWMIN est la commande optimale pour réduire les pertes dans l'onduleur.

Les pertes énergétiques ayant été évaluées, reste maintenant à soumettre ces différentes associations aux critères des bruits acoustiques et vibratoires

4.4.3 Evaluation des bruits acoustiques et vibratoires

La propulsion électrique représente un atout majeur pour les navires en termes de réduction du bruit acoustique et vibratoire, que ce soit pour le civil, où le confort du voyageur est directement lié à cet aspect, ou pour les militaires dont la discrétion acoustique constitue un critère vitale et prioritaire.

La discrétion acoustiques est essentielle et notamment pour les sous-marins. La propagation du son dans l'eau est en effet plus rapide que dans l'air. La distance de détection acoustique est très grande, ce qui fait appel à des études techniques très pointues afin de maîtriser complètement la signature acoustiques émise.

4.4.3.1 Analyse des sources de bruits dans un système de propulsion

Le bruit total d'un système de propulsion navale est constitué d'une part du bruit que rayonnent les hélices dont la rotation crée de la cavitation du fait des dépressions induites sur les faces des pales. Les militaires attachent beaucoup d'importance à ce problème eut egard de détection et de discrétion [118]. D'autre part le bruit comporte également une contribution liée au bruit produit à bord par les installations (système de propulsion et machine et machines auxiliaires).

Pour y répondre à ces exigences, des règles de conception silencieuses ont été mises en œuvre concernant chaque système de propulsion navale. En effet, pour la première cause des bruits indésirables, les hélices bénéficient de certains progrès en termes de matériaux composites. Des hélices de propulsion fabriquées à base de tissus de verre et de carbone associés à des matrices époxydes ont permis d'avoir un gains de masse, l'absence de corrosion, l'amélioration des **propriétés acoustiques**.

Pour la deuxième partie, les bruits acoustiques sont pris en compte lors la phase de conception du moteur de propulsion. Nous avons cherché à joindre à l'étape de conception, une

commande qui agira sur la réduction des bruits générés lors de l'association « Onduleurs de tension-MADA ».

Le bruit audible des machines électriques est devenu un critère de poids durant la phase de conception. Le niveau de celui-ci provient de trois sources principales [119]:

- Le bruit d'origine mécanique (roulements, engrènements, etc)
- Le bruit d'origine aérodynamique (refroidissement)
- Le bruit d'origine électromagnétique.

Les deux premiers aspects du bruit sont pris en compte durant la phase de fabrication des moteurs. La forme, le nombre et l'inclinaison d'encoches, le bobinage et la dimension de la tôle, etc., sont des paramètres influents qui sont pris en compte pour l'aspect acoustique et vibratoire [118].

La partie électromagnétique du bruit est liée directement avec le type d'alimentation électrique. Elle est engendrée par les forces d'origine magnétiques s'exerçant sur la machine [119] [120] [121]. La manière la plus simple d'expliquer est de dire que ces bruits proviennent des modes d'excitation de la machine. Nous allons dans ce qui suit, tenter d'évaluer les stratégies de commande développés et appliquées sur le système de propulsion navale basé autour d'une machine asynchrone à double alimentation alimentée par deux onduleurs.

4.4.3.2 Etudes pour la réduction du bruit acoustique

De façon simple, le bruit acoustique dans une machine est dû aux vibrations mécaniques de la structure du moteur (principalement le stator, la plaque de base, la carcasse). Les vibrations acoustiques sont également liées aux turbulences de l'air produites par le mouvement du rotor (Voir Figure 4-32).

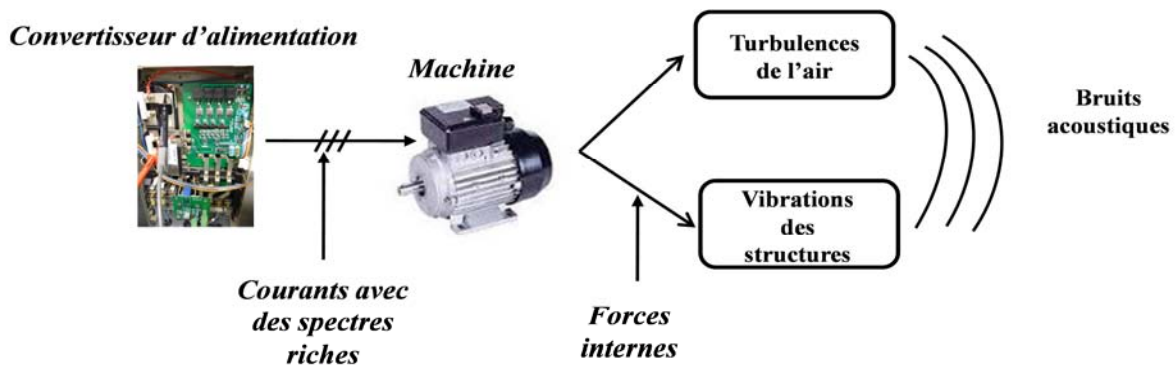


Figure 4-32 : Principe de la génération des bruits acoustiques et vibratoires.

Ces éléments sont cependant difficilement modélisables. Pour tenter de mesurer ces différentes vibrations, plusieurs dispositifs d'instrumentation sont possibles. Parmi ces solutions, l'utilisation d'un accéléromètre est une solution courante pour les bruits vibratoires. Pour le bruit acoustique, l'utilisation d'un microphone est également courante. Ainsi, une configuration complète de mesure pourrait être un analyseur de vibration muni d'un accéléromètre, et un microphone pour l'aspect acoustique comme le montre la Figure 4-33.

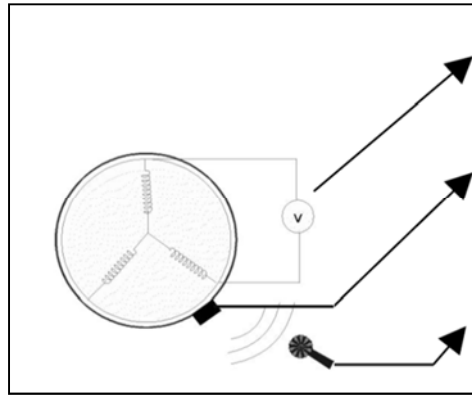


Figure 4-33 : Dispositif de mesure des bruits vibratoires et acoustiques.

Ne disposant pour l'instant pas de ce genre d'instrumentation, et n'étant pas capables de simuler ces différents phénomènes, nous allons tenter d'obtenir une « image » de ces contraintes à travers l'analyse des courants statoriques. En effet, quelle que soit leur origine, ces vibrations peuvent être en partie reliées aux forces magnétiques siégeant dans la machine, ces dernières étant bien évidemment reliées aux propriétés des courants circulant au stator et au rotor. Cette approche, bien que simpliste et imparfaite, est la seule que nous ayons trouvée pour tenter de quantifier les aspects liés aux bruits.

Elle consiste à déterminer les harmoniques présents dans les courants d'alimentation de la machine en utilisant un outil d'analyse fréquentiel. L'étalement spectral de ces harmoniques nous permettra de donner des indications de qualité sur le bruit qui y sera associé.

4.4.3.3 Evaluation des stratégies de contrôle

Le type d'alimentation n'est pas le seul élément à avoir une influence sur les bruits acoustiques et vibratoires [120]. En effet, la vitesse de rotation, le type et la puissance du moteur ont un impact direct sur l'aspect acoustique et vibratoire de la machine.

Dans le cadre de cette étude, le seul degré de liberté dont nous disposons est le choix du type d'alimentation de la machine asynchrone à double alimentation, vu que le type et la puissance du moteur sont figés par le constructeur, et la vitesse de rotation quant à elle est imposée par le cycle de fonctionnement. Nous donnerons les résultats obtenus pour chaque commande et nous ferons un bilan sur l'impact de celles-ci sous le critère de bruits acoustiques et vibratoires.

A) La commande vectorielle et les différents modulateurs

Les spectres des courants statoriques et rotoriques d'alimentation de la machine sont reportés sur la Figure 4-34.

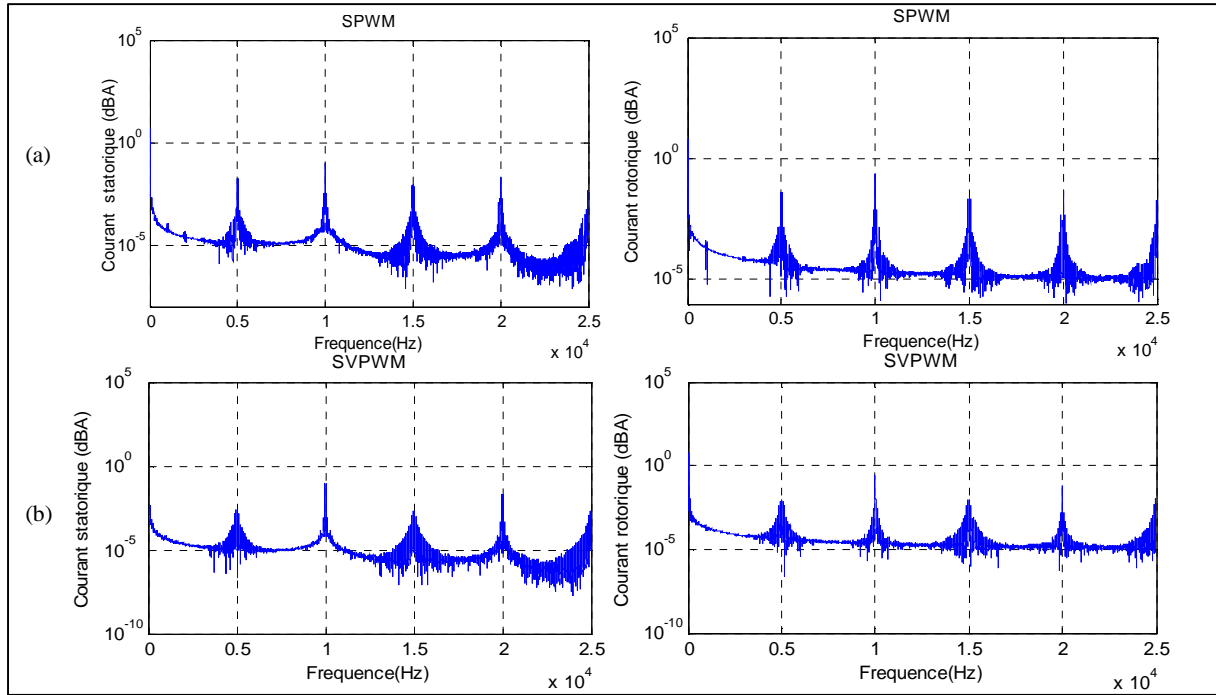


Figure 4-34 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour SPWM et SVPWM.

Les spectres des courants statoriques et rotoriques issus de l'association des modulateurs THIPWM4 et THIPWM6, associés à la commande vectorielle sont montrés en Figure 4-35.

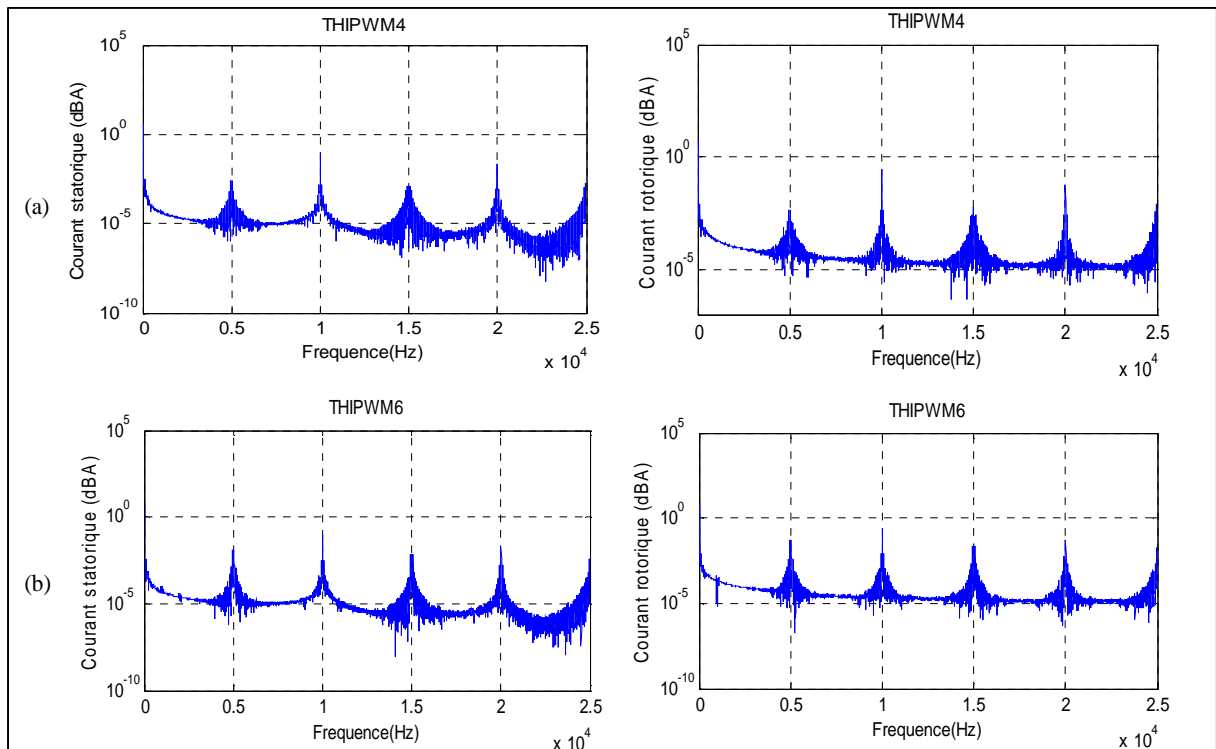


Figure 4-35 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour THIPWM4 et THIPWM6.

Les méthodes DPWMIN et DPWMAX, connues pour leur apport en gain énergétique, ont été évaluées sous la contrainte des bruits acoustiques et vibratoires, les résultats sont donnés ci-dessous.

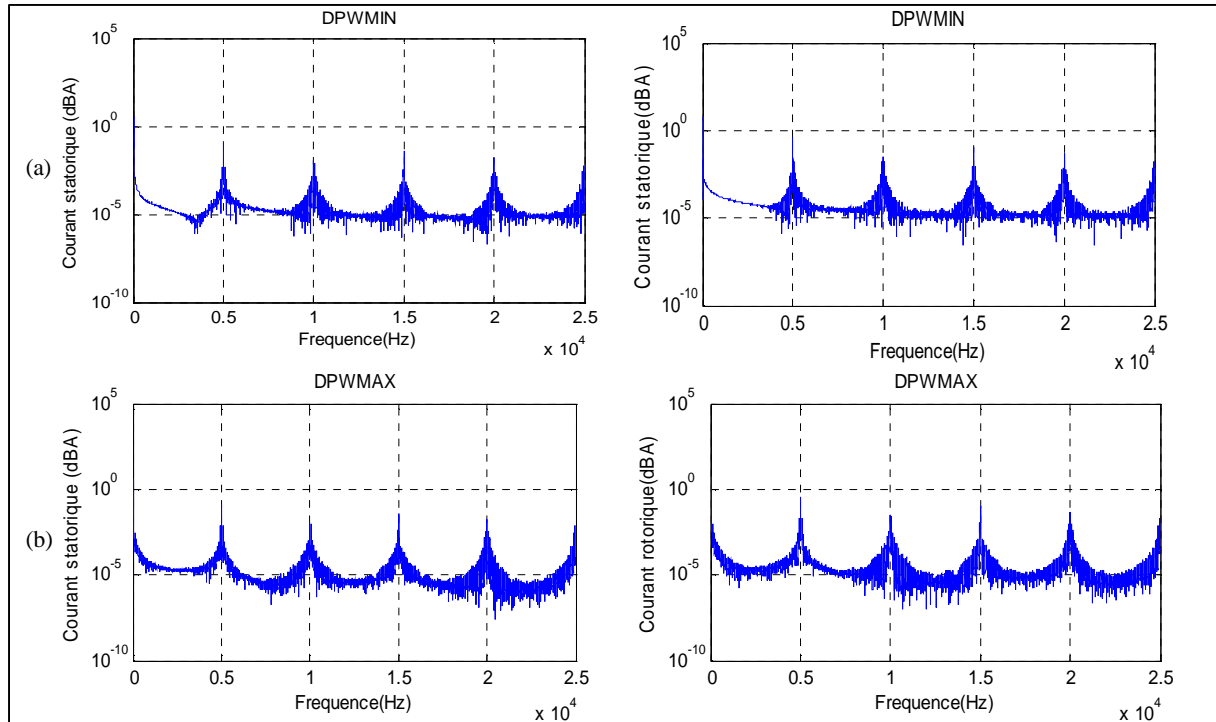


Figure 4-36 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour DPWMIN et DPWMAX.

Les techniques de modulation de type DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3 sont aussi appliquées et évaluées et les spectres des courants statoriques et rotoriques obtenus dans les mêmes conditions que le reste des modulateurs sont présentées dans la Figure 4-37.

L'étude prend en compte les raies importantes des spectres des courants statoriques et rotoriques, et l'étalement du spectre. L'analyse des spectres obtenus jusqu'à là montre des raies autour de la fréquence de découpage et ses multiples. L'objectif de cette analyse est d'arriver à une commande optimale qui donne un spectre moins riche en harmonique et mieux étalé.

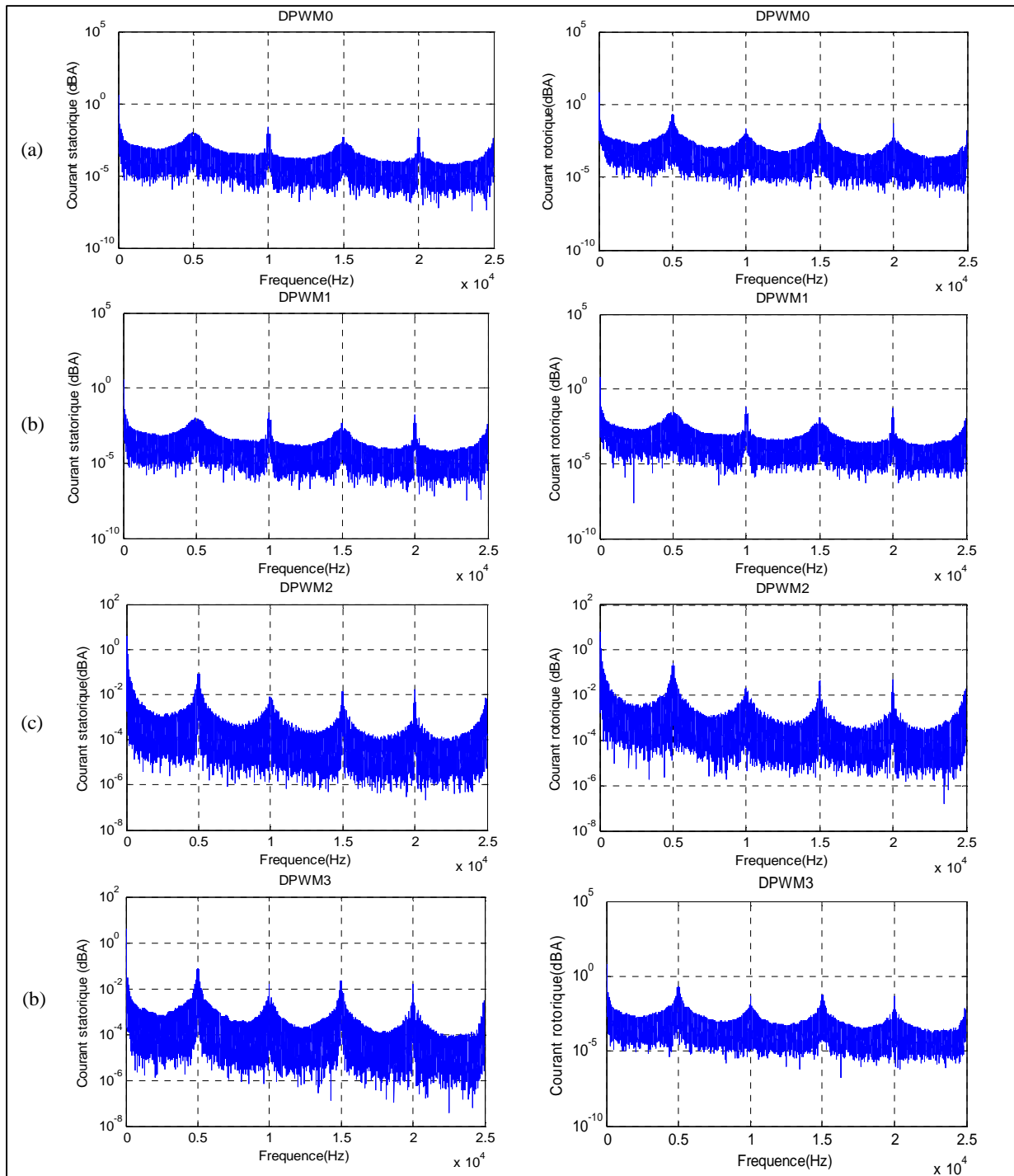


Figure 4-37 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3.

L'étalement des spectres dans le cas des MLI discontinu induira nécessairement à un bruit acoustique et vibratoire important. On se retrouve donc avec un compromis entre les méthodes qui introduisent moins de pertes (MLI discontinu) et celles qui introduisent moins de pertes.

B) La commande par mode de glissement

Les spectres des courants de la commande par mode de glissement avec les modulateurs de type SPWM et SVPWM sont présentés sur la Figure 4-38

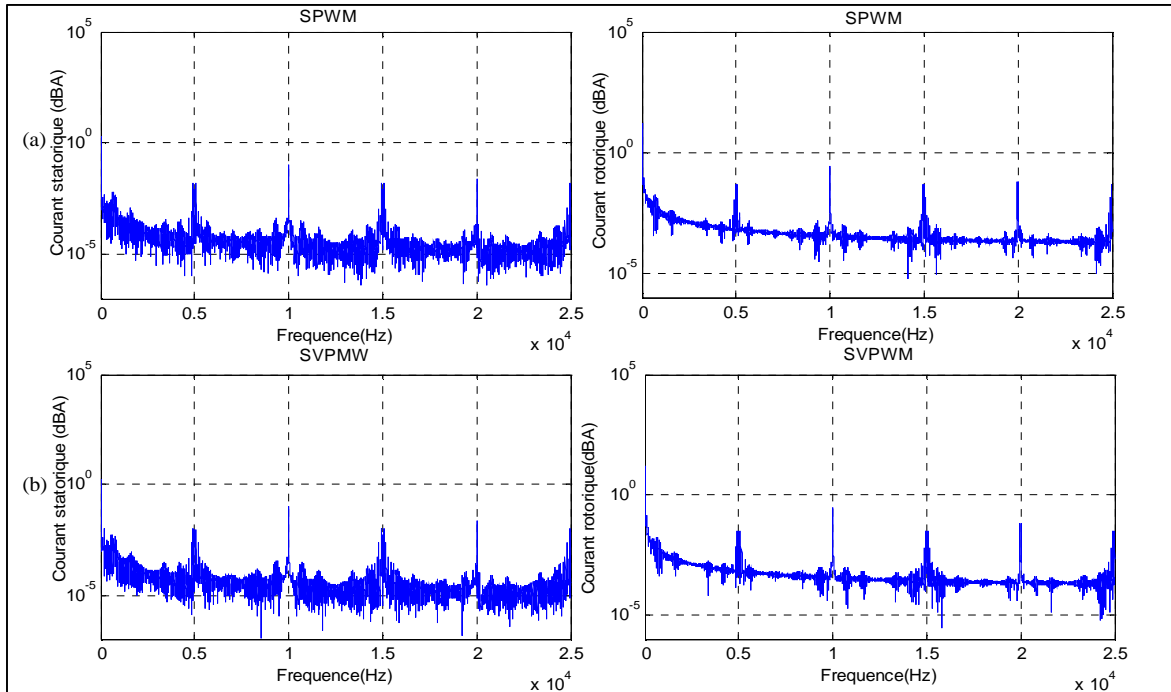


Figure 4-38 : Spectres des courants dans la commande par mode de glissement associée à SPWM et SVPWM.

De la même manière, les THIPWM4 et THIPWM6 sont évalués et les résultats des spectres des courants statoriques et rotoriques sont donnés dans la Figure 4-39.a et Figure 4-39.b.

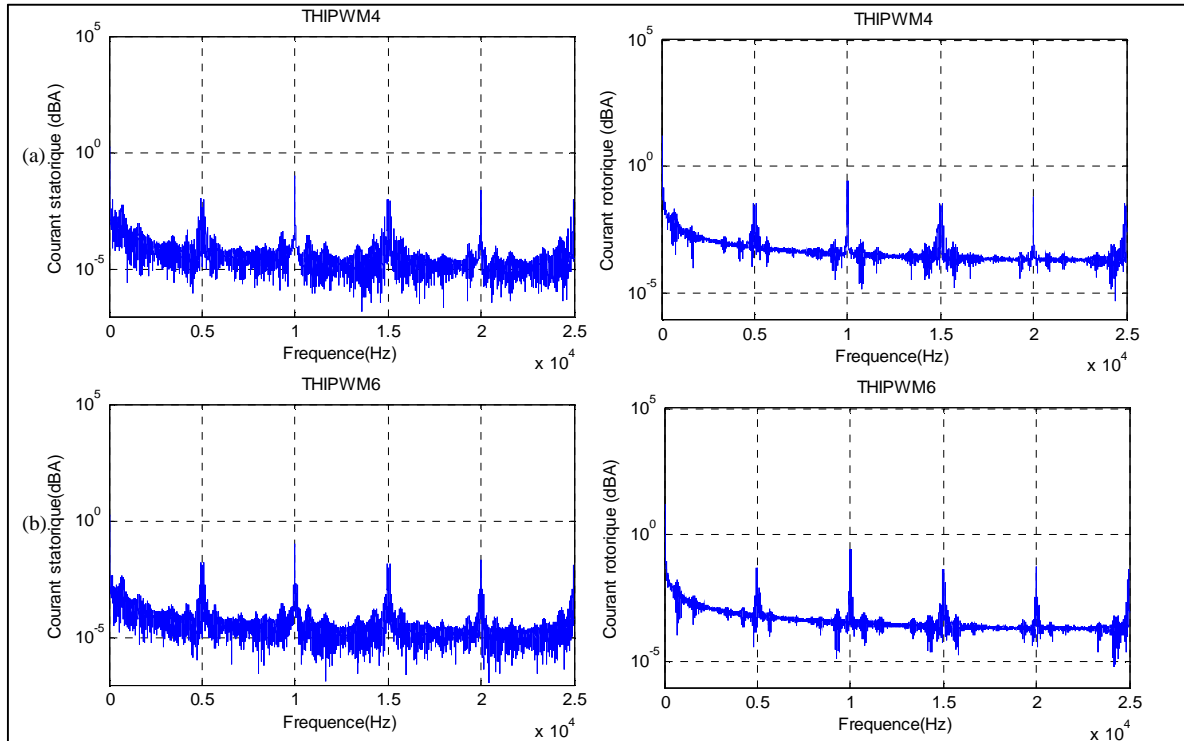


Figure 4-39 : Spectres des courants dans la commande par mode de glissement avec THIPWM4 et THIPWM6.

Les techniques de modulations discontinues associées à la commande par mode de glissements ont été réalisées. Les premiers résultats obtenus avec les méthodes DPWMIN et DPWMAX sont reportés dans la Figure 4-40.

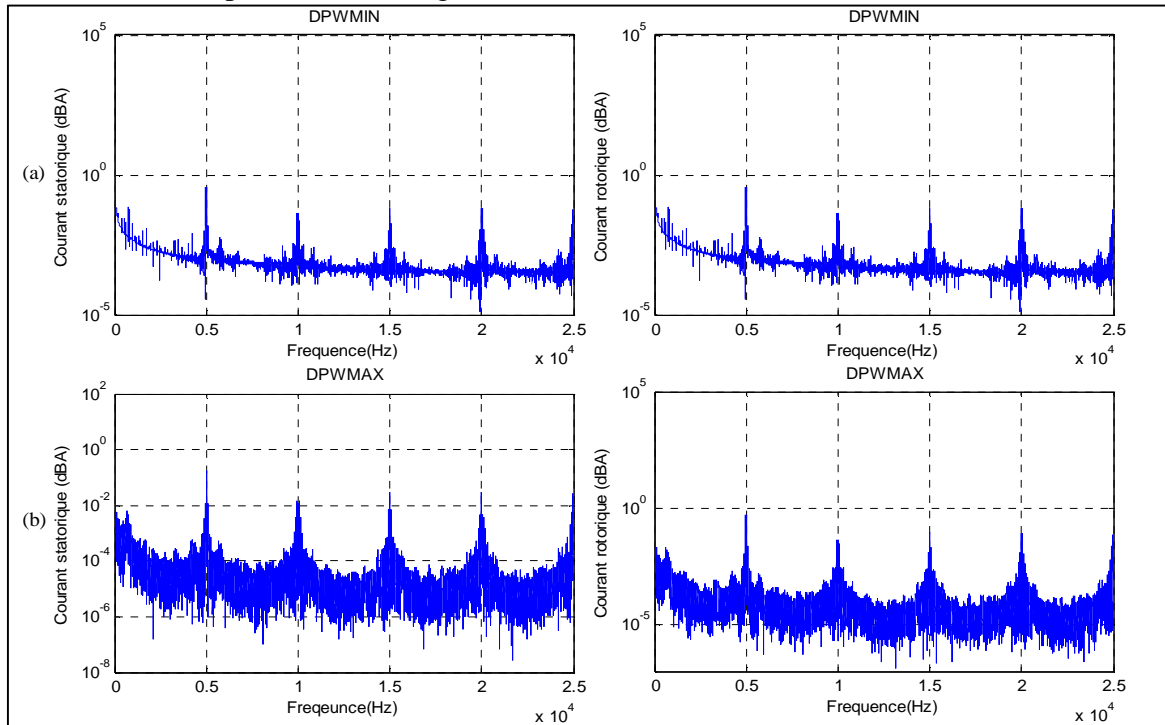


Figure 4-40 : Spectre des courants dans la commande par mode de glissement et DPWMIN et DPWMAX.

Les spectres de courants statoriques et rotoriques des techniques de type DPWM0, DPWM1, DPWM2 et DPWM3 couplées à la commande par mode de glissement sont montrés dans les Figure 4-41 et Figure 4-42.

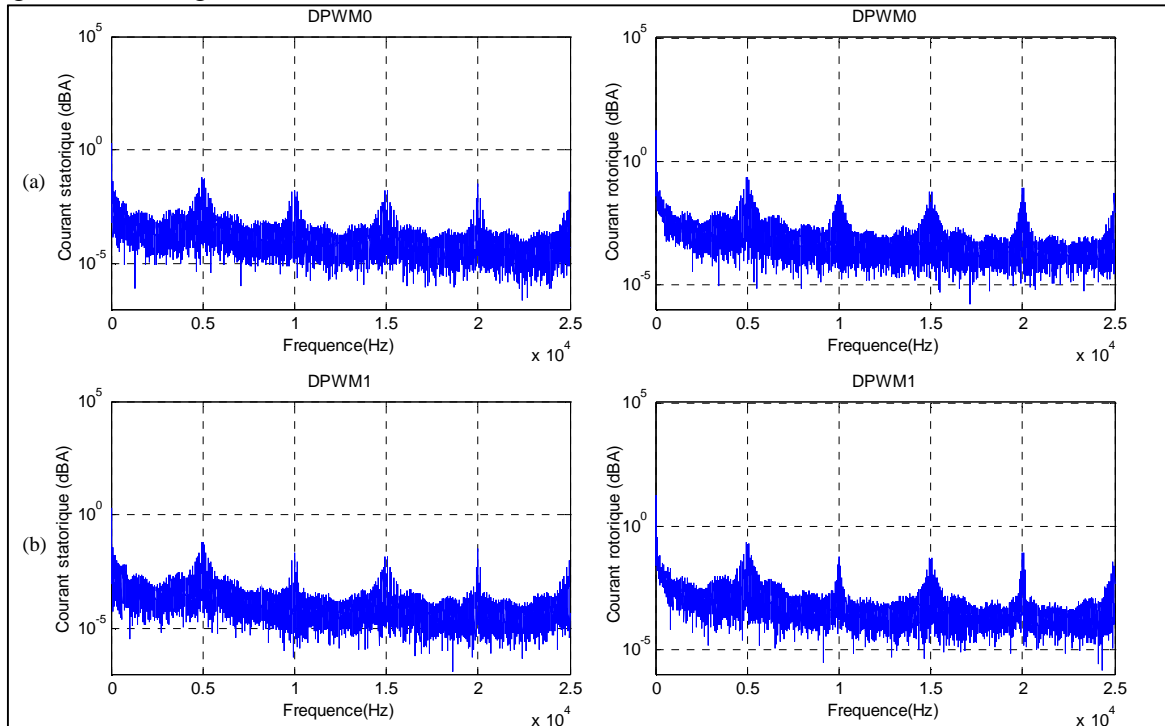


Figure 4-41 : Spectres des courants statoriques et rotoriques des DPWM0 et DPWM1 avec la commande par mode de glissement.

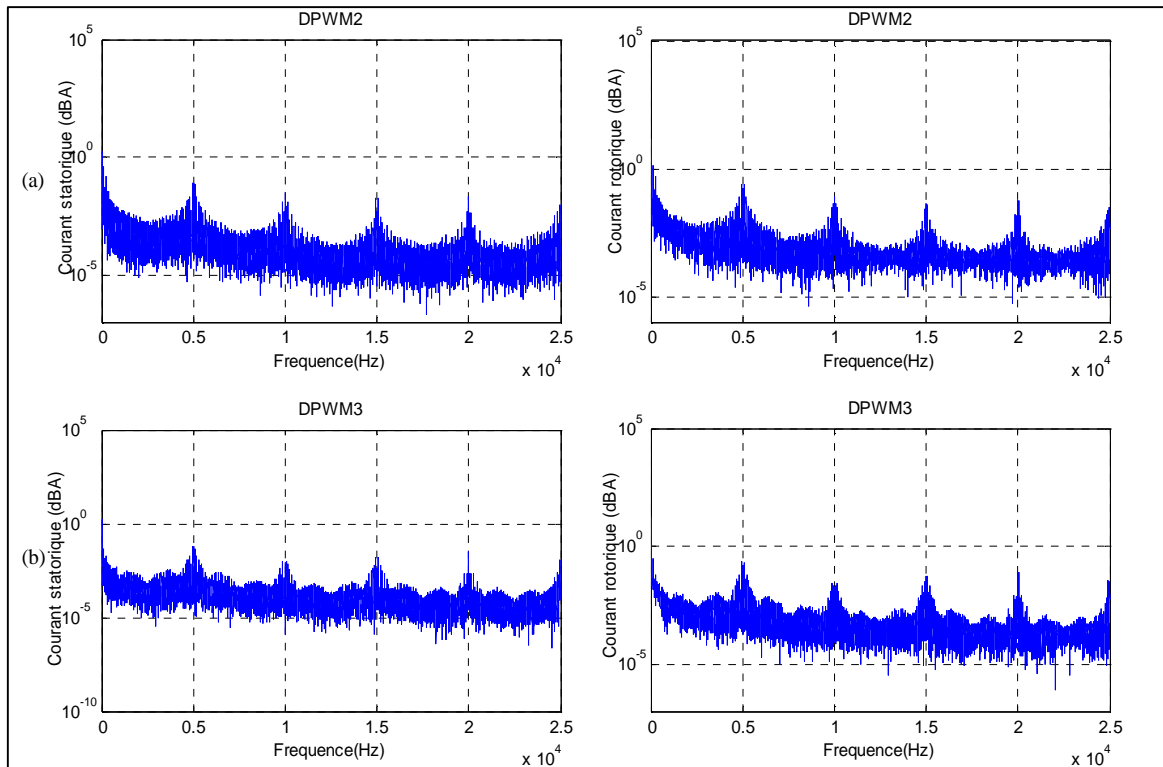


Figure 4-42 : Spectres des courants statoriques et rotoriques des DPWM2 et DPWM3 avec la commande par mode de glissement.

4.4.3.4 La MLI déterministe pour la réduction des bruits acoustiques

La MLI aléatoire peut permettre de réduire les bruits acoustiques et vibratoires en contribuant l'étalement du spectre des courants. Néanmoins elles peuvent avoir un impact négatif sur le système, comme par exemple aux harmoniques générées sur le réseau qui peuvent nécessiter l'ajout de filtre plus performant que lors d'une modulation à fréquence fixe.

Pour réduire les bruits acoustiques et vibratoires, une MLI déterministe, répertoriée dans les stratégies d'étalement des spectres a été introduite dans ce mémoire, la fréquence de découpage dans ce cas est variable selon une loi de variation sinusoïdale (voir Figure 4-43), afin d'étaler le spectre et de réduire les raies d'amplitudes élevées.

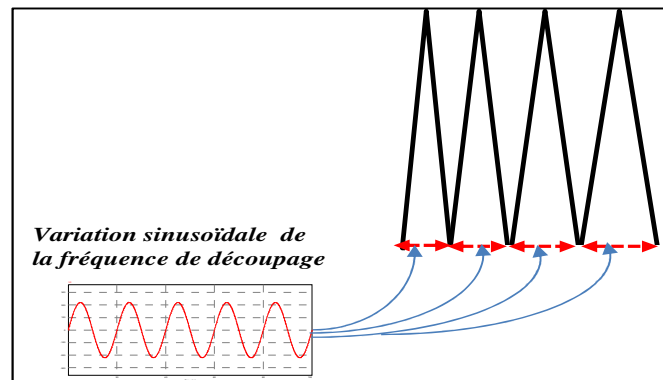


Figure 4-43 : Principe utilisé pour la génération de la MLI déterministe.

Les résultats des spectres de courants de cette stratégie sont reportés dans la Figure 4-44.

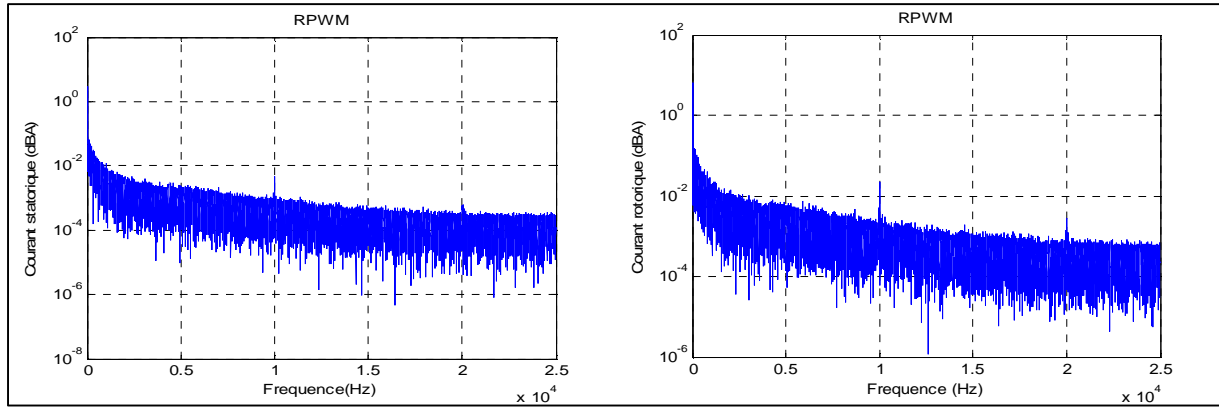


Figure 4-44 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour RPWM.

C) La stratégie DDTC

Les spectres résultant de l'analyse des bruits vibroacoustiques de la DDTC sont donnés dans La dans la Figure 4-45. La commande directe du couple avec sa fréquence de commutation variable cause des vibrations et des bruits audibles qui peuvent entraîner un vieillissement précoce de la machine.

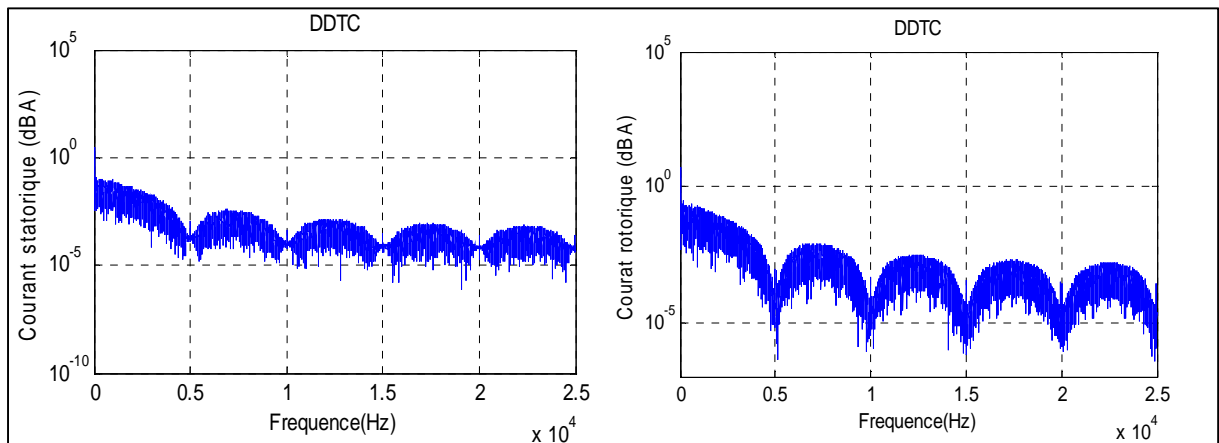


Figure 4-45 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour la DDTC.

D) La technique DDTC-SVM

Pour remédier aux inconvénients causés par la variation de la fréquence de commutation dans le cas de la DDTC, un modulateur SVM avec une fréquence de coupage fixée à 5kHz est introduit et le résultat des spectres est reporté dans la Figure 4-46.

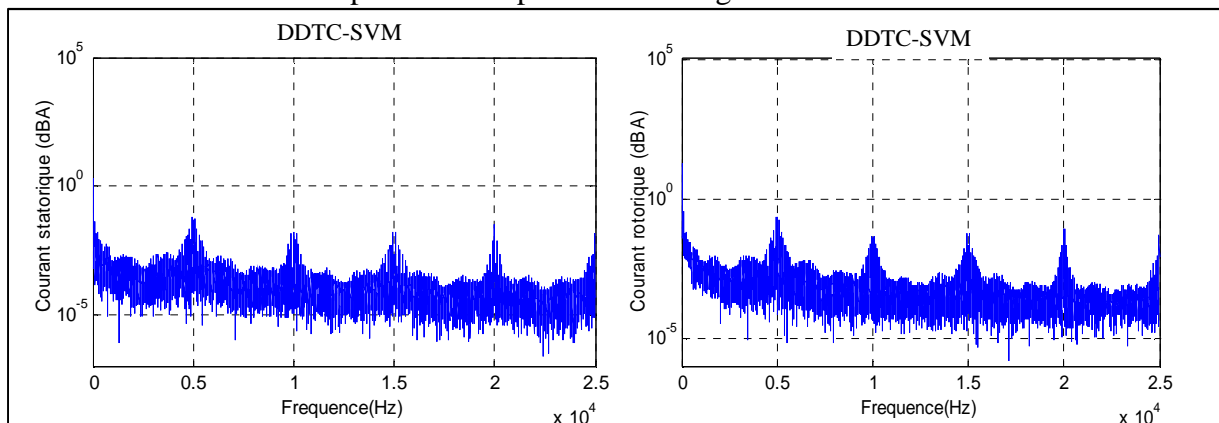


Figure 4-46 : Spectre des courants statoriques et rotoriques pour la DDTC-SVM.

4.4.3.5 Conclusion sur les bruits acoustiques et vibratoires

Bien que les bruits acoustiques et vibratoires soient un phénomène connu et étudié depuis les années 1940, il est suffisamment complexe pour que peu de règles générales de conception silencieuse puissent être établies. Dans ce nombreux cas, la simulation numérique du comportement vibracoustique du moteur est indispensable afin de s'assurer que les niveaux de bruit restent tolérables.

Il est plus qu'évident que la MLI est une cause du bruit acoustique et vibratoire du moteur électrique. L'analyse de l'influence de type d'alimentation se base sur **l'amplitude des raies d'harmonique et l'étalement du spectre**. L'analyse qualitative des résultats obtenus montre :

- La DDTC introduit des bruits acoustiques et vibratoires inappréciable dus au fait que la fréquence de découpage est variable,
- La technique DPWMIN est celle qui produit un bruit faible que le reste des stratégies MLI,
- La MLI déterministe est la meilleure solution pour l'obtention d'un bruit agréable de la machine électrique, en assurant l'étalement du spectre.

4.5 Conclusion

Nous avons validé et évalué durant ce chapitre, le fonctionnement, dans l'environnement marin, des stratégies de commandes développées et décrites dans le chapitre III.

Les modèles de propulseurs évoqués dans le chapitre II ont été mis en œuvre en tenant compte de cycles de propulsion effectifs.

Les stratégies de contrôle de type linéaires et non linéaires ont été ensuite testées sur ce cycle, les résultats obtenus dans l'environnement *SABER* étaient satisfaisants.

Une partie de ce chapitre a été consacré à l'évaluation des stratégies employées pour contrôler le propulseur architecturé autour de la machine asynchrone à double alimentations. En effet, deux critères ont été choisis, les pertes dans l'onduleur et les bruits acoustiques et vibratoires. Pour le premier critère, différents modulateurs ont été utilisés. La comparaison entre modulateurs montre que la combinaison de la commande par mode de glissement associé à une modulation de type DPWMIN est la stratégie optimale pour la réduction des pertes.

De la même manière, une évaluation des stratégies de commande par rapport au bruit acoustique et vibratoire, nous avons tenté de déterminer un indice de qualité des différentes stratégies de commande vis-à-vis des bruits acoustique et vibratoire générés par notre système de propulsion. Ces bruits étant très difficiles à modéliser, nous avons choisi d'utiliser le courant comme grandeur d'étude en supposant qu'il était « image » de ces bruits.

L'analyse spectrale des courants statorique et rotorique nous a permis de constater que l'étalement des harmoniques et leur amplitude étaient sensibles aux différentes stratégies de commande. Bien évidemment, une campagne de mesure devra être réalisée sur la machine pour compléter ce dernier point qui est, nous le savons, approximatif et incomplet. Certaines données sont pour l'instant manquantes comme par exemple les gabarits à ne pas dépasser pour respecter les contraintes vibratoires et acoustiques.

Chapitre 5

Validation Expérimentale

5.1 Introduction

Il s'agit dans ce chapitre, de présenter les deux bancs expérimentaux mis en œuvre pour la validation des stratégies de commande ainsi que les émulateurs de propulsion évoqués durant ce mémoire.

Dans un premier temps, nous allons décrire la maquette disponible au sein du laboratoire LAPLACE de puissance 4kW, nous décrivons les différents composants de la partie puissance du banc avant d'aller discuter l'architecture du système d'informatique industrielle.

Il s'agira de valider expérimentalement les différentes lois de commande ainsi que les modèles des propulseurs développés simulés finement et testés dans l'environnement quasi expérimental *SABER*.

Dans un second temps, il s'agira de détailler la maquette élaborée dans le cadre du projet MADASIC, disponible chez ECA-EN. Egalement, les deux parties (puissance et commande) seront évoquées et les résultats obtenus seront présentés.

5.2 Les dispositifs expérimentaux

Pour valider les stratégies de commandes ainsi que les modèles des propulseurs établis, deux bancs expérimentaux ont été montés, le premier est d'une puissance de 4kW et est disponible dans les locaux du laboratoire LAPLACE, quant au deuxième, il est d'une puissance de 30kW et il est disponible dans chez ECA-EN et il a la principale caractéristique d'avoir un rapport de puissance unitaire entre les deux côtés de la machine.

En effet, la puissance de 4kW du banc au sein du laboratoire est choisie de sorte que les équipements du laboratoire puissent être utilisés, il est à grande partie dimensionné par Paul-Etienne Vidal, et il est reporté dans son manuscrit de thèse, nous veillerons à rappeler les grandes parties constituantes le système.

Le non capacité du laboratoire à délivrer les 30kW du système nous a incités à installer le système dont la machine asynchrone à double alimentation à rapport de puissance unitaire ainsi que son système d'alimentation dans les locaux d'ECA-EN à Saint Herblain à Nantes, nous reviendrons en détail dans ce qui suit pour la description des éléments de dispositif expérimental.

5.3 Le banc de test au laboratoire

L'architecture du système est similaire à celle modélisé et représenté dans l'étape de simulation sous l'environnement SABER. L'objectif est d'avoir une simulation fine et une distribution des tâches la plus fidèle possible du système et d'avoir une méthodologie quasi-expérimentation.

Deux grandes parties définissent le banc, il s'agit d'une partie puissance constituée principalement du banc moteur et les convertisseurs associés, et une partie informatique industrielle pour la commande du dispositif de puissance, nous donnerons quelques détails concernant les deux parties choisies pour la mise en œuvre de ce banc.

5.3.1 La partie puissance

Le schéma général de la partie puissance du système simulé est représenté dans la Figure 5-1. C'est selon ce principe que le dispositif a été réalisé.

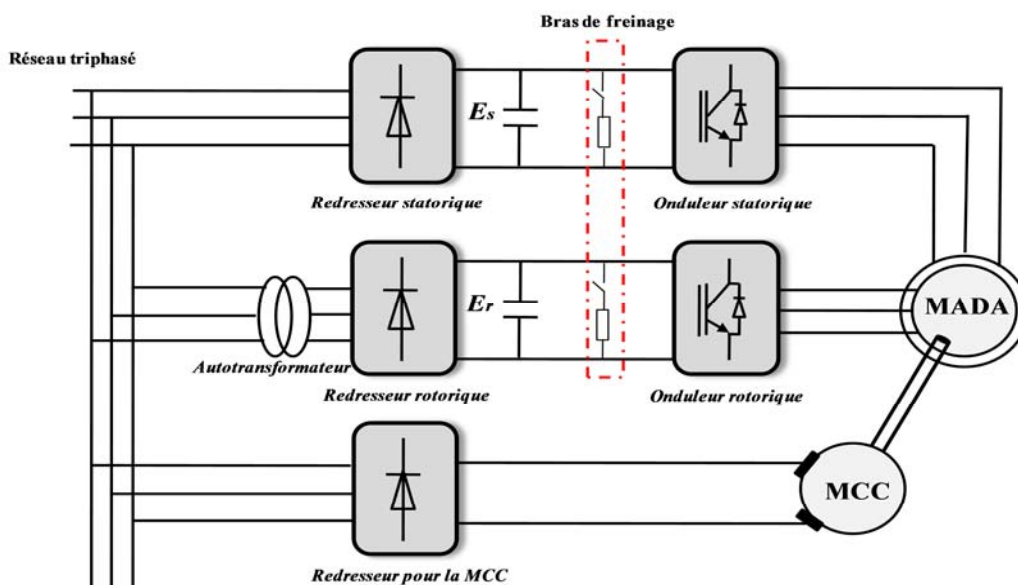


Figure 5-1 : Schéma général du dispositif expérimental.

5.3.1.1 Le banc moteur

La partie puissance comprend essentiellement un banc moteur lui-même constitué d'une machine asynchrone à double alimentation considéré dans notre application comme moteur de propulsion et une machine à courant continu pour la génération d'un couple de charge hydrodynamique

La MADA existante sur le banc expérimental du laboratoire est une machine fabriquée par le constructeur allemand VEM, et distribué par la société française ECA-EN avec le codeur et la machine de charge.

La machine asynchrone à double alimentation

Les caractéristiques techniques de la machine asynchrone montée sur le banc sont reportées dans le tableau 5.1.

Tableau 5-1 : Les caractéristiques de la MADA de puissance 4kW.

Désignation	DIN EN 30034-1
Type	SPEP 132M 4 IGR KV HW
Classe	F
Indice de protection	IP55
Température de fonctionnement	40°C
Puissance	4 kW
Vitesse de rotation	1435 tr.min ⁻¹
Facteur de puissance	$\cos\Phi = 0.83$
Fréquence	50Hz
Tension statorique	230/400 V
Courant statorique	14,5/8,5A
Tension rotorique	130 VY
Courant rotorique	19A
Type de service	S1
Masse	85kg
Vitesse maximale	1800 tr.min ⁻¹
C_{max}	$2.8.C_n$

L'analyse de ces données montre une différence de niveau de tensions entre le stator et le rotor, d'où la non capacité de raccorder les deux côtés de la machine au même bus continu, et ce qui impose l'utilisation d'un transformateur de tension entre le réseau alternatif et le redresseur du côté rotor pour le bon respect des niveaux de tensions (rapport entre la tension statorique et rotorique est égal à 3) de la machine.

La machine à courant continu pour le couple de charge

Elle est prévue pour la génération du couple de charge à imposer à la MADA, la MCC est alimentée par un onduleur de tension indépendant commandée en courant, elle nous servira par la suite pour valider les émulateurs des modèles de propulseurs développés.

Les principales informations de la plaque signalétique de cette machine sont regroupées dans le tableau 5-2.

Tableau 5-2 : Données techniques de ma MCC.

Constructeur	Leroy-Somer
Type	LSC1 321 M33
Excitation	Séparée
Vitesse de rotation	1500 tr.min ⁻¹
Puissance	4.5kW
Indice de protection	IP23
Type de service	S1
Tension inducteur	230/400 V
Courant inducteur	1.45 A
Classe	F
Tension induit	220 V
Courant induit	20,5 A

Codeur incrémental

Un codeur incrémental est installé sur l'arbre de la machine asynchrone à double alimentation, le constructeur donne les informations relatives à ce codeur regroupées dans le tableau

Tableau 5-3 : Caractéristiques du codeur incrémental.

Constructeur	BaumerThalheim
Type	ITD40A4 Y22 1024 TNI
Vitesse de rotation maximale	8000 tr.min ⁻¹
Indice de protection	IP65
Nombre d'impulsion	1024impulsion/tour
Versión électronique	TTL 5V _{DC}
Fréquence maximale	120kHz
Signaux de sortie	A, \bar{A} , B, \bar{B} , TOP_{ZERO} , $\overline{TOP_{ZERO}}$

La Figure 5-2 présente une photographie de la partie banc moteur seul.



Figure 5-2 : Photo du banc moteur disponible au laboratoire LAPLACE.

5.3.1.2 Les convertisseurs d'alimentation

Pour des raisons de disponibilités et de coût, les variateurs utilisés dans le montage sont produits par *Schneider Electric (Télemécanique)* et sont répertoriés dans la famille *Altivars 18*. Et sont destinés pour le contrôle des machines asynchrone à cage. Ces variateurs de vitesses sont référencés sous *ATV-18D16N4*, de puissance *11kW* et alimentés en triphasé, le tableau 5-4 regroupe les principales données techniques relatives à ces deux convertisseurs.

Tableau 5-4 : Données techniques du variateur ATV-18D12N4.

Tension d'alimentation	380...460 V50/60 Hz triphasé
Courant de ligne	31.8 A
Puissance	11 kW
Courant de sortie permanent	22 A
Courant de sortie transitoire	33 A
Puissance dissipée à la charge nominale	261 W

Ces variateurs sont constitués d'un ensemble redresseur-onduleur, celui-ci est piloté par des cartes de commande comprenant un étage galvanique pour la bonne isolation entre la partie commande et la partie puissance. Il est à noter que la partie commande des variateurs n'a pas prise en considération puisqu'on a constitué notre propre architecture de commande que nous développerons plus tard dans ce chapitre.

5.3.1.3 Redresseurs de tension

Il s'agit d'un redresseur de tension triphasé, non réversible. La réversibilité est assurée par l'onduleur grâce à un module de freinage ajoutée, ce module est décrit ce dessous. De la documentation technique du redresseur, on peut noter les principales caractéristiques reportées dans le tableau 5.5.

Tableau 5-5 : Données techniques du redresseur.

Constructeur	Fuji Electric
Références	6RI75G-160B
Tension inverse répétitive maximale	1200 V
Courant moyen	75 A
Tension de seuil d'une diode	1,3 V

5.3.1.4 Onduleur de tension

Les onduleurs de tension sont connectés aux redresseurs par des capacités qui constituent le bus continu. Les interrupteurs de puissance sont assemblés sous forme de cellules de commutation, il comprend un pack d'IGBT de chez TOSHIBA. Il possède trois bras pour le fonctionnement « onduleur triphasé », et un dernier interrupteur pour la fonction freinage. Soit en tout, 4 cellules de commutation comprenant 7 interrupteurs de puissance commandables. Une photographie du module utilisé en banc expérimental est présentée en Figure 5-3,

Les caractéristiques des composants utilisées sont inscrites dans le tableau 5-6, leurs datasheet sont donnés dans l'annexe e.



Figure 5-3 : Photo du module IGBT utilisé.

Tableau 5-6 : Données techniques du module IGBT.

Constructeur	Toshiba
Références	MIG75Q202H
Technologie	IGBT en Silicium Canal N
Particularité	“Intelligent” Power Module
Tension nominale	900 V
Tension maximale	1200 V
Calibre en courant	75 A
Puissance maximale	400 W
Température maximale de la jonction	125 °C
Tension de seuil collecteur émetteur pour une température de jonction à 125°C	2,6 V

5.3.1.5 Module de freinage

Vu le caractère non réversible en puissance du redresseur, et vu que les cartes de contrôle associés au variateur ont été supprimées, il est nécessaire de prévoir un étage pour dissiper le retour d'énergie. Pour ce faire, une cellule de commutation (IGBT+diode) supplémentaire est présente sur le banc dans chaque module. Elle permet ainsi la régulation de la tension des bus. La Figure 5-4 montre l'étage ajouté.

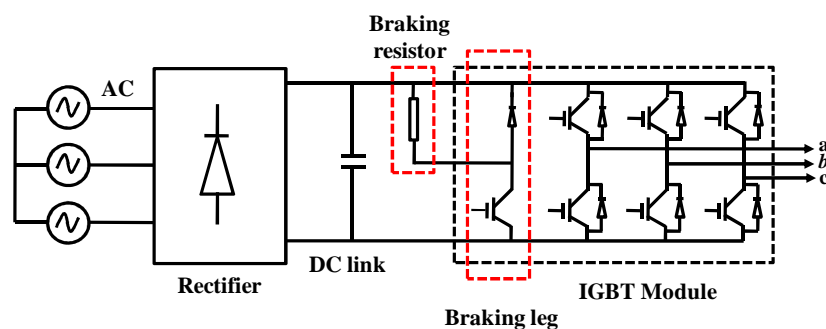


Figure 5-4 : Coté statorique de l'alimentation.

Un capteur de tension de marque LEM est utilisé pour la mesure de la tension du bus, cette information analogique est convertie en numérique par une carte ADC. C'est ainsi que le Digital Signal Processor (DSP) qui s'occupe de cette régulation, on fixe une tension nominale, quand la mesure dépasse de 10% la tension nominale (ce qui veut dire que le condensateur se charge suite à un retour d'énergie), alors le DSP envoie un ordre d'amorçage à l'IGBT disponible sur le bras de freinage.

5.3.2 La partie logiciel de commande

Comme il a été évoqué à l'état de l'art de ce manuscrit, plusieurs solutions s'offrent pour la commande des systèmes électriques, le choix s'est porté sur une association d'un microprocesseur (Digital Signal Processor) et d'un composant logique programmable de type FPGA (Field-Programmable-Gate-Array), à ces cartes, on vient de connecter avec un PC pour que l'utilisateur puisse délivrer les consignes relatives à la marche/arrêt ainsi que la réinitialisation grâce à une interface logicielle sous Excel qui communique avec la carte de commande via une liaison parallèle. Un synoptique de cette architecture est illustrée dans la Figure 5-5.

Le système d'informatique industrielle est basé comme déjà coté sur une utilisation conjointe d'une carte contenant un DSP, et d'un composant FPGA lui-même intégré sur une seconde carte développée par R. RUELLAND et G.GATEAU au LAPLACE [54]. De façon à traiter les informations reçues (courants, vitesses..) et à visualiser certains signaux analogiques.

Nous utiliserons une carte comprenant des Convertisseurs Analogiques Numériques(CAN) et des Convertisseurs Numériques Analogiques (CNA). Elle servira comme interface entre les mesures du système et la carte FPGA.

Les différentes cartes qui constituent le système de commande sont donc :

- Une carte DSP
- Une carte FPGA
- Une carte avec ses convertisseurs CAN-CNA

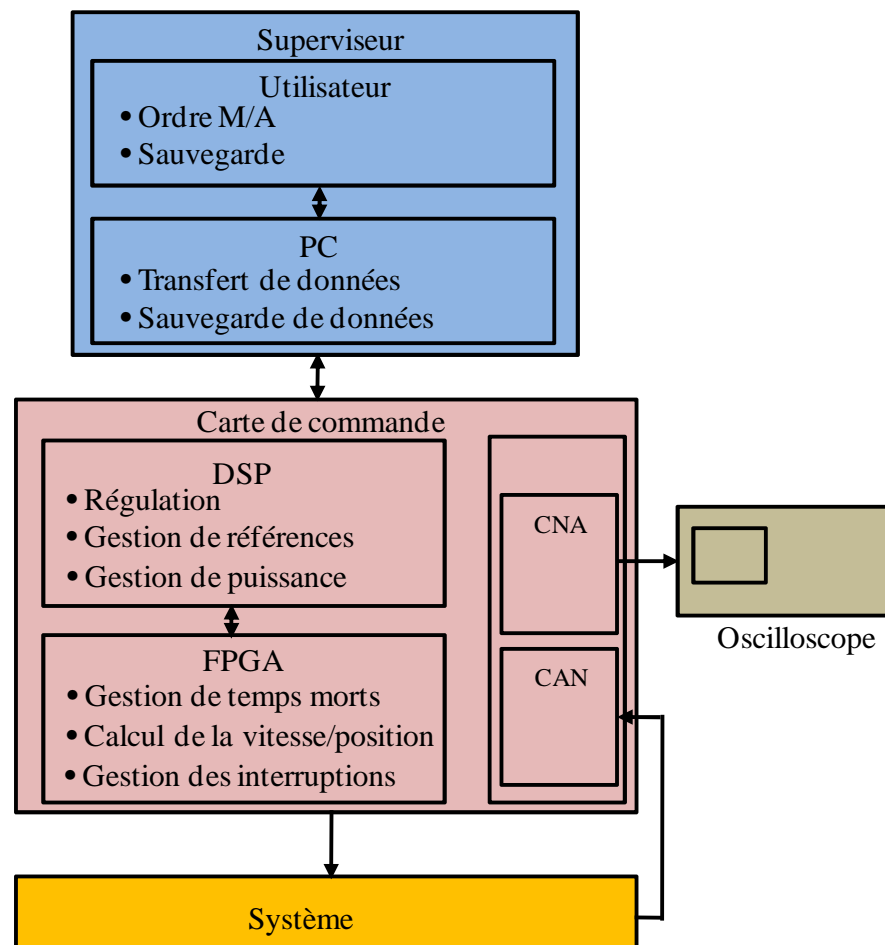


Figure 5-5 : Répartition des tâches dans le système de commande.

5.3.2.1 La Carte de développement DSK C6711

La carte C6711 DSK (DSP Stater Kit) utilisée est une plateforme développement commercialisée par *TEXAS INSTRUMENTS*, peu coûteuse et conçue pour faciliter et accélérer la mise en place d'application précise. Elle dispose d'un DSP TMS320C6711 à virgules flottantes, avec une fréquence d'horloge de 150 MHz. Elle se programme à l'aide du logiciel Code Composer Studio avec le langage C. Ce composant assure une commande en temps réel du système.

5.3.2.2 La Carte FPGA

C'est un produit, de la société *ALTERA*, il a comme famille ACEX1K, il porte comme référence EP1K 100 QC 208-2. Il se programme par l'intermédiaire d'un logiciel sous forme graphique et langage VHDL.

Ce composant possède 208 pattes et 4992 éléments logiques simples, il travaille à virgule fixe, ce qui le rend satisfaisant pour une application telle que la notre

De la même manière que le DSP, le développement et la simulation de la programmation a lieu sur un système hôte de développement tandis que le programme à exécuter est téléchargé vers le système cible.

5.3.2.3 La carte CAN-CNA

Cette carte sert à l'interconnexion entre les signaux analogiques et digitaux. Relativement à notre besoin pour la commande du système au laboratoire, deux convertisseurs analogiques numériques de quatre voies chacun, et d'un convertisseur numériques analogique ont été utilisés, ce dernier nous permettra de visualiser certains variables de notre programme en langage C. Cette carte nous permet finalement de mesurer 8 signaux en parallèle, et de visualiser quatre signaux numériques.

Les convertisseurs analogiques - numériques acceptent des signaux dont l'amplitude est comprise entre $\pm 5V$. Ils ont un temps de conversion de l'analogique vers le numérique pour les quatre canaux de 1,6s. Il s'agit d'une conversion multiplexée sur 8Bits. Les convertisseurs numériques - analogiques ont le fonctionnement inverse. Ils traduisent des signaux numériques codes sur 8 Bits en des signaux analogiques 5V.

5.3.2.4 Connexion des cartes et répartition des taches

Afin d'illustrer la communication entre les cartes, nous donnons ici un schéma de connexion des cartes et la manière dont transite les informations entre les différentes cartes (voir la Figure 5-6). Les informations arrivent des capteurs (courants, tension des bus ainsi que la vitesse/position) sur les convertisseurs analogiques numérique, puis transitent par le FPGA où tout le décodage d'adresse est établi. Cette dernière génère les ordres de commandes des drivers des IGBT tenant en considération les temps mort intégrées lors de l'élaboration de la commande. En effet selon la commande implémentée, elle contient soit des modulateurs dans le cas de la commande vectorielle et mode de glissement, ou des tables de commutations et la table de SVM dans le cas où c'est la commande non linéaire de type DTC est utilisée.

La carte DSP quant à elle contient non seulement le cœur du programme de régulation codé en C mais aussi la fonction de freinage des deux bras, elle communique avec le reste des cartes grâce par le biais d'un bus d'adresse et un bus de données de 32 Bits chacun, mais seulement les bits de poids faible de ce bus, elles constituent des ressources partagés entre les

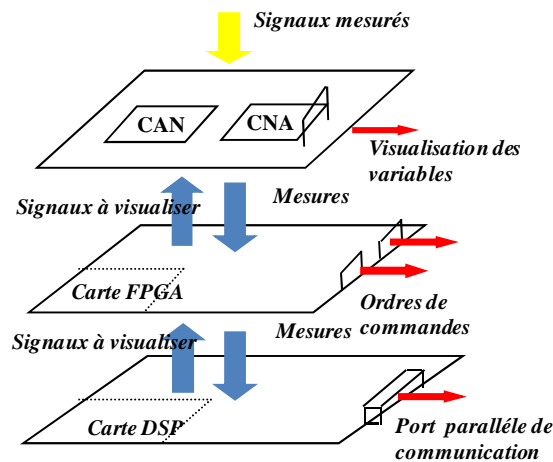


Figure 5-6 : Schéma décrivant la communication entre les cartes.

deux cartes, sur l'ensemble de ces registres du FPGA, sur les 16 registres alloués à l'utilisateur, 8 seront des registres à Lecture et Ecriture, et les 8 derniers sont des registres à Ecriture seule.

Le premier registre à **Ecriture seule** est alloué aux temps morts et les paramètres de la génération des ordres de commandes, le deuxième il transite les informations dédiées à la mise en marche et l'arrêt des générations des signaux de contrôle, et le reste est affecté aux rapports cycliques des interrupteurs pour chaque phase d'onduleur.

Les 8 registres bidirectionnels à **Lecture-Ecriture** permettent d'échanger des données entre le DSP et FPGA, trois seulement sont utilisés, il s'agit des registres 9 et 10 qui sont codés en entiers sur 16 Bits et contiennent la vitesse et la position, ces données sont déduites du traitement des signaux envoyés par le codeur incrémental sur FPGA, le registre 13 contient une valeur d'une constante prédéterminée à l'avance. Lors de l'exécution du programme en C, pour s'assurer de la présence de la FPGA, le DSP va lire cette constante et la comparera à une constante prédéfinie dans le programme principal du DSP.

Le tableau présente les registres utilisés dans notre application, et le contenu de chacun.

Numéro du registre	Utilisation
1	Temps morts, paramètres des modulateurs
2	Paramètres de compteur
3	Rapport cyclique première cellule statorique
4	Rapport cyclique deuxième cellule statorique
5	Rapport cyclique troisième cellule statorique
6	Rapport cyclique première cellule rotorique
7	Rapport cyclique deuxième cellule rotorique
8	Rapport cyclique troisième cellule rotorique
9	Valeur de la vitesse
10	Valeur de la position
11	Non utilisé
12	Non utilisé
13	Constante de test
14	Non utilisé
15	Non utilisé
16	Non utilisé

5.3.2.5 Interface Homme machine

C'est une interface qui a été élaborée dans l'objectif de contrôler le système à partir du PC, l'interface possède un bouton *Start Régulation* qui autorise ou inhibe (suivant l'état) le fonctionnement de la commande.

Une multitude de tâches peuvent être réalisées, une zone de rapatriement des points de mesures, suivant le bouton utilisé, le rapatriement peut être rafraîchi tous les X points, on parle alors d'affichage temps réel, ou simplement sauvegardé. Nous pouvons également constater que cette interface peut servir d'affichage. Deux courbes peuvent alors être visualisées à partir des points rapatriés et sauvegardés. Les points sauvegardés sont disponibles dans l'environnement *Excel* au format texte. Ils sont alors exploitables par la plupart des logiciels de traitement des signaux.

Le bouton, *Quit*, permet de stopper la régulation, et quitter l'environnement de l'interface. La Figure 5-7 montre l'interface utilisée dans le cadre de ce mémoire.

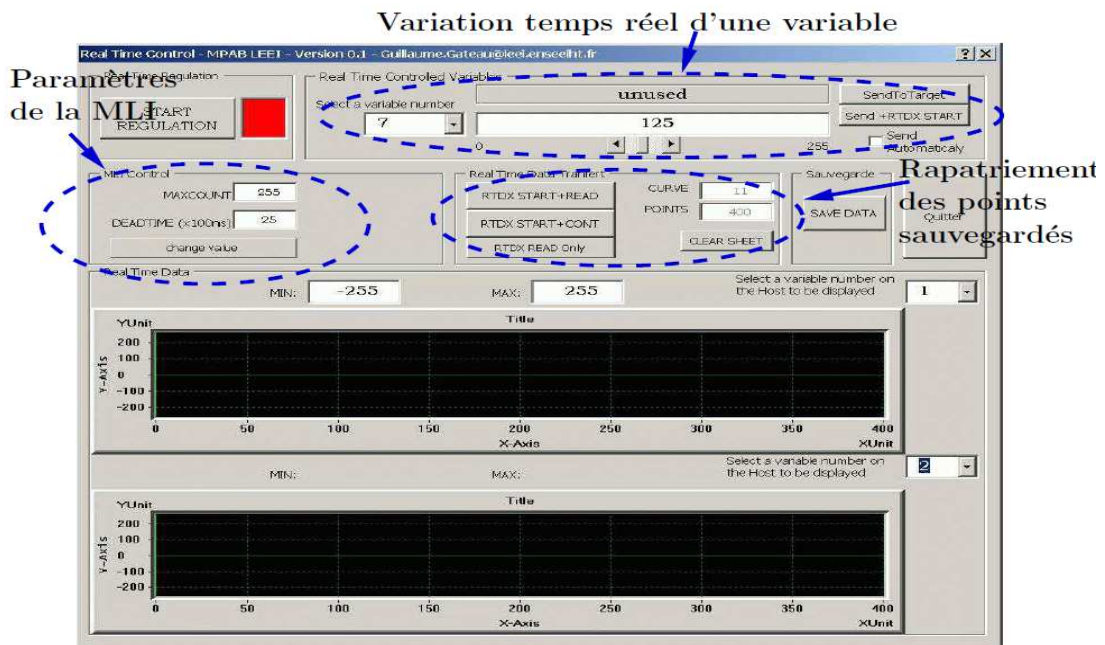


Figure 5-7 : Interface graphique utilisée.

5.3.2.6 Photo de la maquette de 4kW

Les onduleurs à deux niveaux de tension, les redresseurs, les hacheurs ainsi que les cartes de commande et toutes les cartes d'acquisition sont regroupés au sein de l'armoire comme le montre la Figure 5-8.

Pour abaisser le niveau de tension du réseau à la tension du rotor, un autotransformateur 400V/130V est installée entre le réseau et le convertisseur du côté rotorique de la machine.

Avec cette maquette, plusieurs cas de configuration peuvent être réalisés selon la position des contacteurs sur l'armoire. En effet, on peut obtenir plusieurs modes de configurations : le rotor ou le stator en court-circuit (MADA assimilée à une MAS à cage), le stator connecté au réseau et le rotor à un convertisseur (configuration éolienne), le stator et le rotor connectés aux convertisseurs (Configuration étudiée).

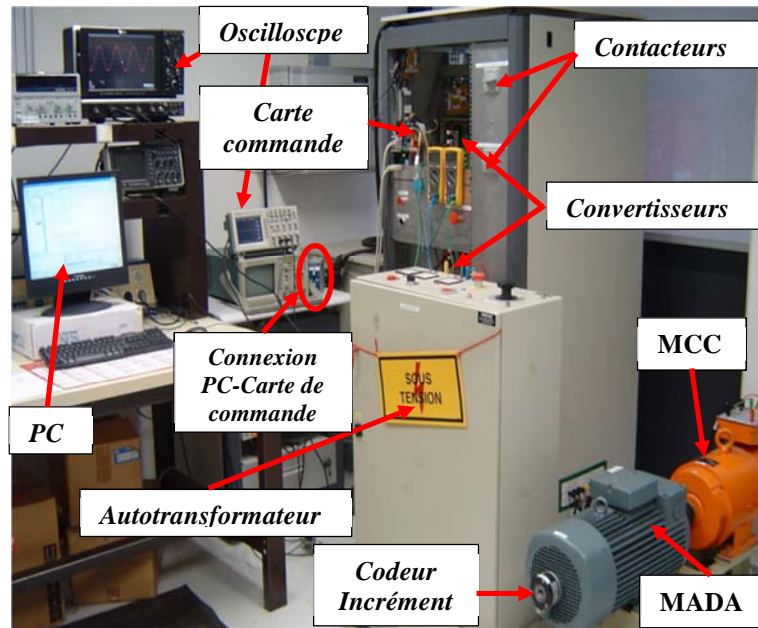


Figure 5-8 : Photo de la maquette de 4kW.

5.3.3 Emulateur du couple de charge hydrodynamique

La partie hydrodynamique étudiée dans cette thèse est principalement décrite au deuxième chapitre. Toute la partie représentant la poussée, le couple hydrodynamique ainsi que la vitesse de référence de rotation à imposer est remplacée par un émulateur implémenté sur la carte DSP. Il a comme rôle de reproduire le plus fidèlement possible les phénomènes se déroulant au niveau de l'hélice de propulsion.

Le recours à l'émulateur est justifié par les simples raisons suivantes :

- Le coût élevé,
- L'espace excessif exigé par le bassin,
- La gestion de tout le système ; les contraintes de sécurité et les conditions environnementales, le temps de démarrage.

La base de cet émulateur est la machine à courant continu, sa commande en couple permet d'imposer le profil de charge de propulsion navale. Ceci nous permet de placer notre système même à échelle réduite mais proche de la réalité physique.

A partir de la modélisation établie dans le deuxième chapitre, et avec les paramètres de l'hélice sont similaires à ceux employés en simulation, le couple de charge que doit imposer la MCC et la vitesse de référence à imposer sur l'arbre de la MADA.

Afin de ne pas encombrer le mémoire, seul le premier modèle est retenu, il est codé au sein du DSP et génère directement la référence à imposer sur la MADA, et le courant d'induit pour la génération du couple de charge pour la machine à courant continu.

Les références de poussée et le couple hydrodynamique de charge à imposer sont illustrés sur la Figure 5-9. Il sera commun pour la validation des stratégies de commandes évoquées.

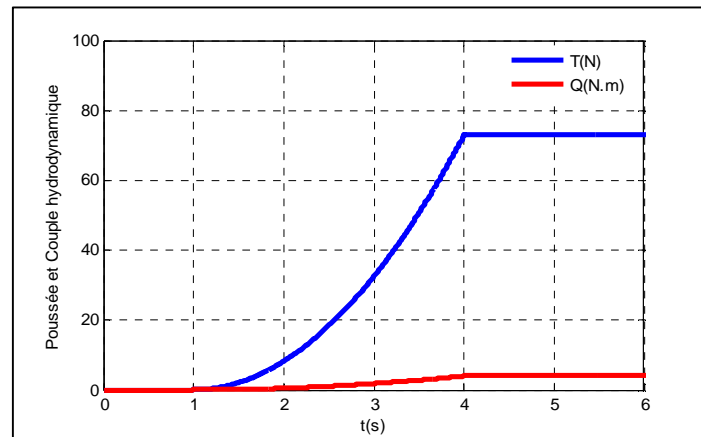


Figure 5-9 : La poussée et le couple hydrodynamique de charge.

5.4 Implémentation des stratégies de commande

5.4.1 La commande vectorielle à orientation du flux et la commande par mode de glissement

L'analyse des résultats expérimentaux obtenus avec la commande linéaire introduite dans cette étude, et la commande par mode de glissement montre que les résultats sont assez similaires avec une petite différence au niveau de la dynamique de la vitesse. Les résultats obtenus sont reportés sur la Figure 5.10.

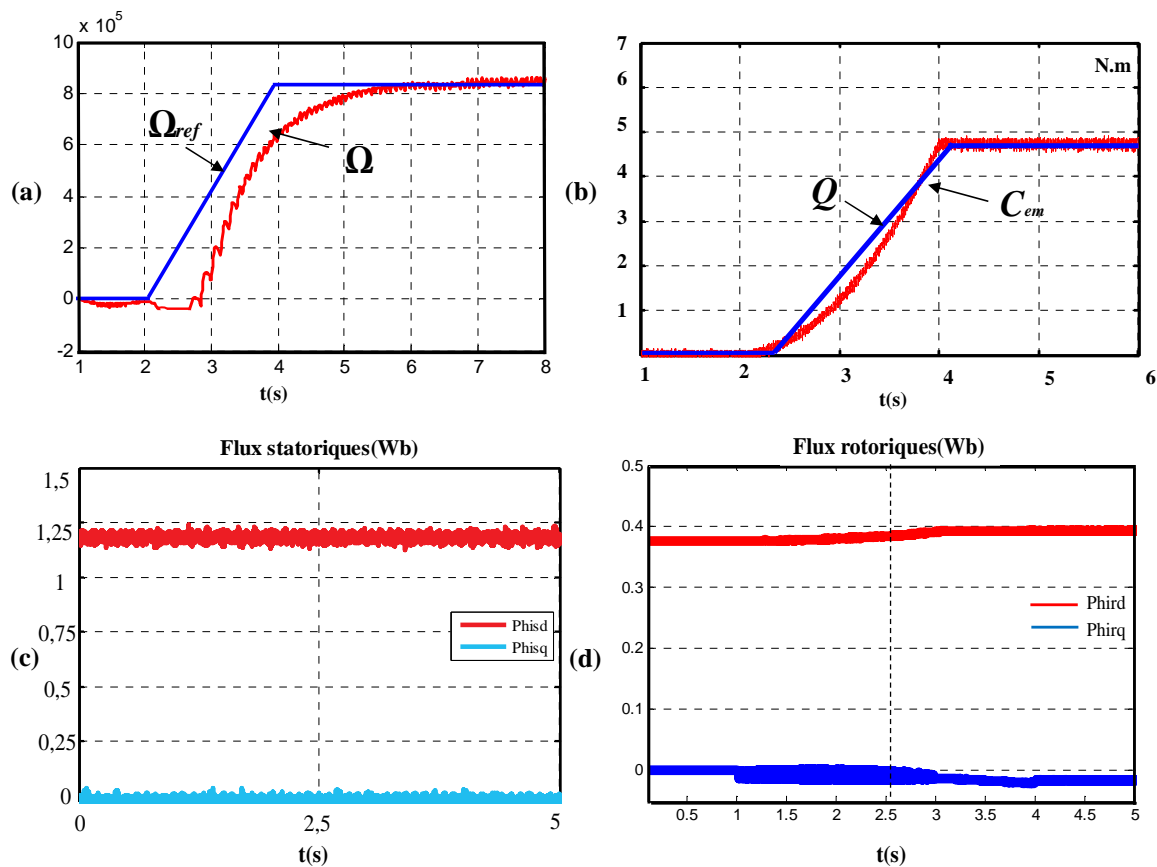


Figure 5-10 : Résultats expérimentaux de la commande vectorielle à orientation du flux statorique.

L'analyse des Figures 5.10.a et 5.10.b atteste que les grandeurs mécaniques, c'est à dire la vitesse et le couple électromagnétique sont correctement régulées, elles montrent une similarité avec les résultats obtenus en simulation.

Les flux statoriques (Figure 5.10.c) et rotoriques (Figure 5.10.d) exprimés dans le repère de Park sont correspondent bien aux références imposées dans le cas des deux commandes.

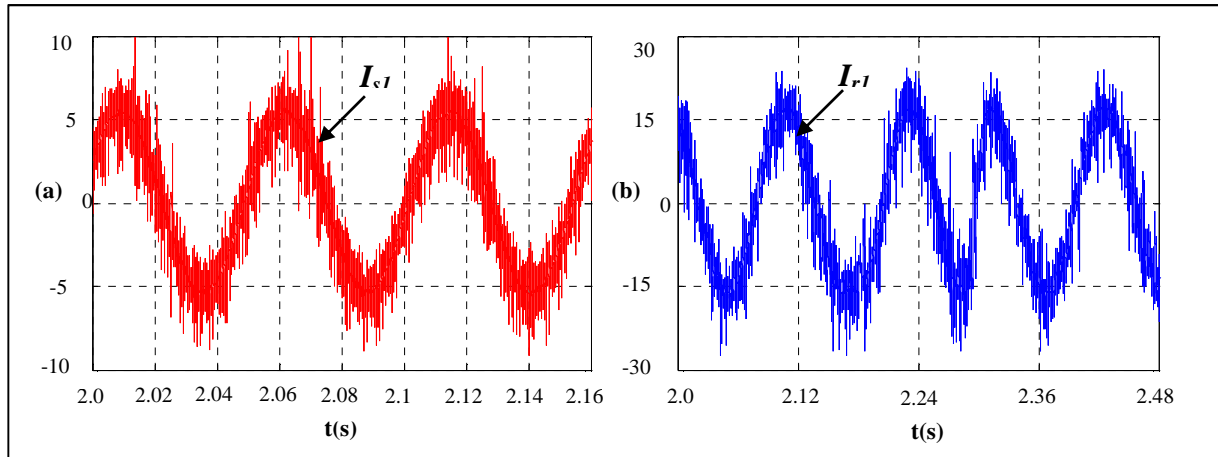


Figure 5-11 : Résultats expérimentaux : (a) Courant statorique , (b) Courant rotorique.

La figure 5.11 montre les courbes des courant statorique (Figure 5-11.a) et rotorique (Figure 5.11-b) mesurés sur la maquette. Nous constatons bien une concordance avec ceux obtenus en simulation, la similarité est observée au niveau de l'amplitude. Néanmoins, concernant la fréquence, vu que la machine 4kW n'est pas dimensionnée pour une répartition de puissance identique, la répartition des fréquences n'est pas appliquée dans ce test.

5.4.1.1 La commande directe du couple

L'algorithme de régulation qui utilise des comparateurs hystérésis pour le flux et le régulateur *PI* pour la vitesse est logé au sein du DSP, tandis que la table de commutation est implémentée au sein du FPGA avec le programme qui calcule le capteur de vitesse et position et qui gère les temps morts.

Les résultats expérimentaux sont illustrés sur la Figure 5.11. Le même cycle opératoire est appliqué que celui utilisé en simulation.

Les courbes présentées dans les Figures 5.11.a et 5.11. b montrent un comportement assez similaire du système en simulation durant la phase d'expérimentation. Le temps de réponse de la vitesse semble être en retard mais il arrive à rattraper la vitesse de référence imposée. La dynamique du couple électromagnétique semble être satisfaisante et montre une certaine ondulation autour de la valeur nominale du couple hydrodynamique imposée.

Les flux statoriques et rotoriques illustrés sur les figures 5.11.c et 5.11.d montrent un concordance avec les résultats obtenus en simulation, ce qui renforce la qualification par la « quasi-expérimentation » les résultats obtenus en simulation avec le logiciel *SABER*.

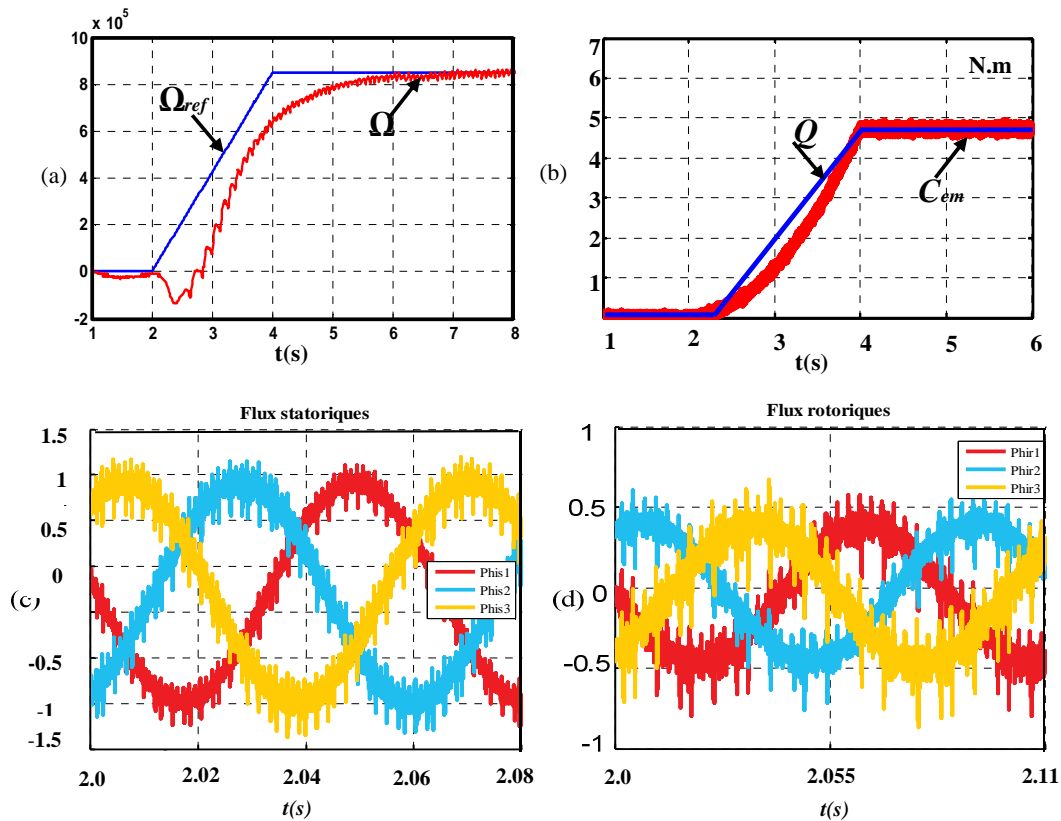


Figure 5-12 : Résultats expérimentaux : (a) vitesse de référence et réelle, (b) Couple de charge et électromagnétique, (c) Flux statoriques, (d) Flux rotoriques.

5.4.1.2 La commande directe du couple vectorielisée

Le calcul prédictif de la tension de référence appliqué est réalisé au sein du DSP tant que le modulateur SVM est logé au sein du FPGA.

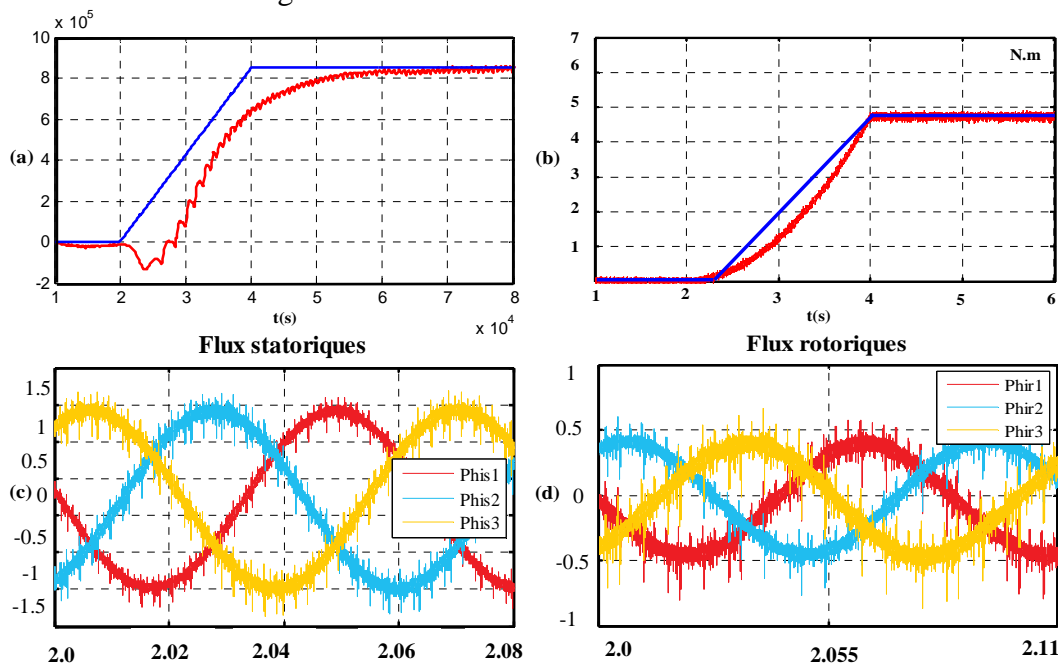


Figure 5-13 : Résultats expérimentaux : (a) vitesse de référence et réelle, (b) Couple de charge et électromagnétique, (c) Flux statoriques, (d) Flux rotoriques.

La fréquence de commutation est fixée au niveau du FPGA à 10kHz, les résultats obtenus sont montrés dans la Figure 5-13.

Nous observons la bonne régulation de la vitesse de rotation de la MADA comme le montre la Figure 5.13.a, la réponse en couple de la DDTC-SVM est nettement meilleure que la commande DDTC, le couple électromagnétique illustré dans la Figure 5.13.b possèdent moins d'ondulations.

Les ondulations au niveau des flux statoriques et rotoriques sont réduites du fait de l'introduction de la fréquence de commutation fixe des interrupteurs comme l'illustre les Figures 5.13.c et 5.13.d.

5.4.2 Les Modulateurs MLI

L'implémentation des différents modulateurs avec un porteuse à fréquence de découpage fixe passe par une répartition des taches faite de manière qu'au sein du :

DSP :

- Les tensions de références de contrôle de chaque côté de la machine,
- L'ajout de l'offset,
- La mise à l'échelle des tensions des moulantes pour être communiquée pour avec le FPGA.

FPGA :

- Le codage du compteur de la porteuse,
- Le choix de la fréquence de commutation.

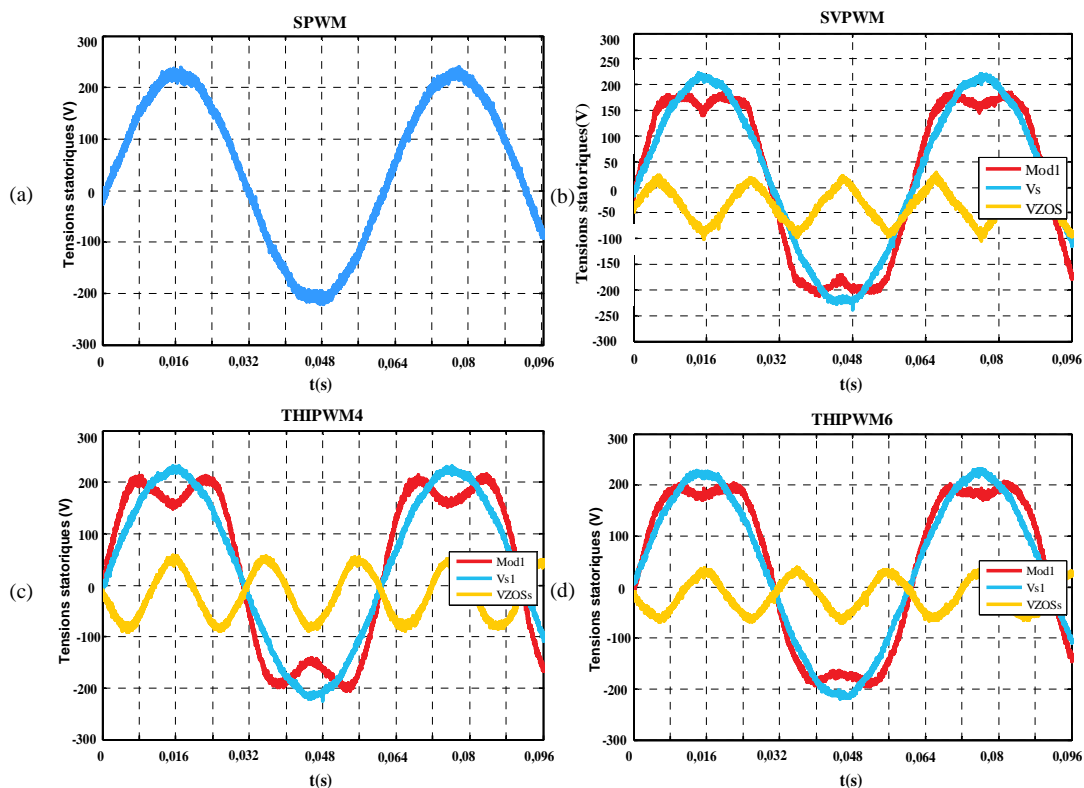


Figure 5-14 : Résultats expérimentaux des modulateurs : (a) SPWM, (b) SVPWM, (c) THIPWM4, (d) THIPWM6.

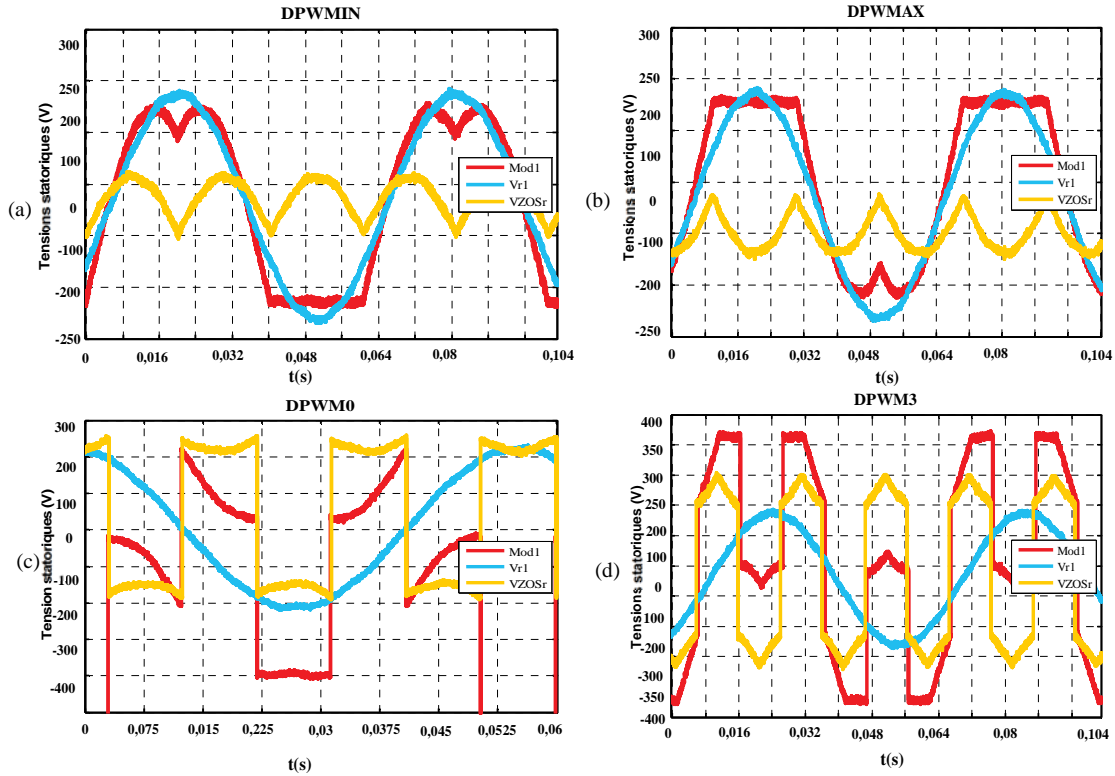


Figure 5-15 : Résultats expérimentaux des modulateurs : (a) DPWMIN, (b) DPWMAX, (c) DPWM0 , (d) DPWM3.

Dans cette section, nous allons expliquer la manière avec laquelle nous avons pu réaliser la MLI à fréquence de commutation variable.

La porteuse a été codée avec le langage VHDL, et la Figure 5.16 montre le bloc de cette fonction de porteuse au sein du FPGA

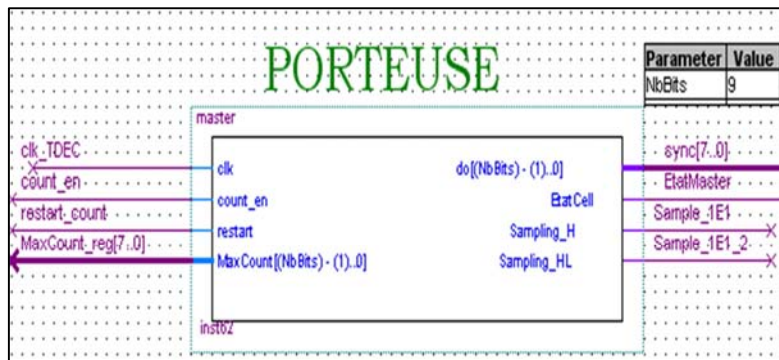


Figure 5-16 : Codage de la porteuse à fréquence fixe

C'est avec le paramètre `clk_TDEC`, généré avec des diviseurs de fréquences qu'on arrive la fréquence de découpage, dans un premier, elle est fixée à 5kHz comme illustrée.

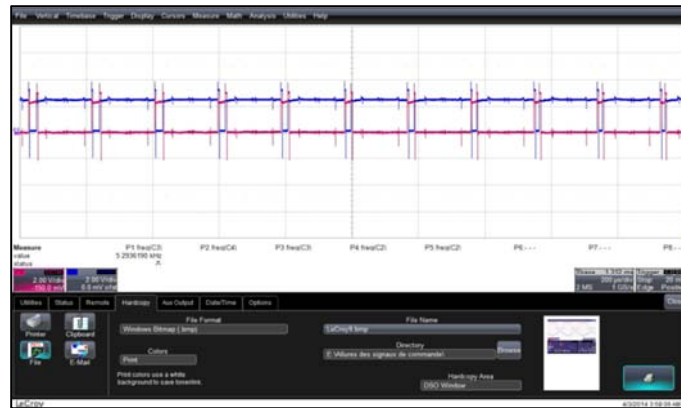


Figure 5-17 : Les signaux de commande pour une porteuse à fréquence fixe

Pour réaliser la fonction variable de la porteuse, le paramètres qui gèrent la fréquence de commutation et de découpage est remplacé un sinus provenant du DSP et qui varie entre les grandeurs fixées en simulation.

Le pas de variation est fixée lent pour un bon respect de la dynamique pour des interrupteurs, la Figure 5-18 montre deux captures d'écrans de l'oscilloscope pour deux fréquence de découpage différents introduite par la variation sinusoïdale.



Figure 5-18 : Les signaux de commande pour une porteuse à fréquence aléatoire

Conclusion sur la validation expérimentale des travaux sur la maquette du laboratoire

Ceci constitue la validation expérimentale des travaux évoqués sur la machine 4kW, il est à noter quand même que l'aspect évaluation des pertes énergétiques et le critère vibratoire et acoustiques n'ont pas été effectué pour les raison suivante :

- Concernant les pertes énergétiques, les interrupteurs disponibles au niveau du banc de puissance ne sont pas adéquat avec nos algorithmes et surtout aux puissances que nous évaluons de chaque côté. En effet, les variateurs comme déjà cités précédemment sont de dimension de 11kW, l'analyse des composants de puissance pour le calcul des pertes montre une surdimensionné de ces derniers.
- L'évaluation de l'impact de différentes stratégies sous les critères des bruits acoustiques et vibratoires nécessite un analyseur et un accéléromètre pour la mesure des vibrations, et d'un microphone pour les bruits acoustiques, au temps d'évaluation de nos stratégies, nous n'avons pas à notre possession ces éléments, ce qui nous a empêchés d'évaluer ces aspects.

5.5 Le banc de test de 30kW chez ECA-EN

Dans le cadre du projet MADA-SIC, un banc expérimental a été réalisé d'une puissance de 30kW disponible sur le site d'ECA-EN à saint Herblain à Nantes, l'intérêt apporté à certaines structure repose sur la possibilité d'envisager d'utiliser la MADA nommé « machine universelle » à des fins de propulsion navales, avec un rapport de répartition de puissance stator/rotor unitaire.

5.5.1 La MADA de 30kW conçue par ECA-EN

Les exigences contractuelles pour la MADA dans le cadre de la tranche deux étaient de permettre un fonctionnement nominal avec un rapport de répartition de puissance unitaire et pour quelques dizaines de kilowatts. ECA EN s'est alors imposé la contrainte supplémentaire d'alimenter la machine avec les niveaux de tension de la version 300 kW.

Finalement, elle a été conçue pour fournir une puissance nominale de 30kW, à une vitesse nominale de 900 tr.min⁻¹ et une tension d'alimentation de 1200V efficace entre phases. Le refroidissement de la machine est à eau au stator ainsi qu'au rotor et autorise un fonctionnement à iso-puissance.

Les caractéristiques de la machine déterminées lors de la phase de conception sont

Stator :		rotor :		Caractéristiques mécaniques	
Alimentation triphasée	700V	Alimentation triphasée	700V	Vitesse nominale	900 tr.min ⁻¹
Fréquence	0-45Hz	Fréquence	0-45Hz	Inertie totale	2.46 kg.m ²
Nombre de paires de pôles	3	Nombre de paires de pôles	3	Couple nominal	319 N.m
Résistance statorique	2.823Ω	Résistance statorique	2.823Ω	Couple maximal	400 N.m
Inductance propre statorique	0.216 H	Inductance propre statorique	0.216 H		
Inductance de fuite statorique	0.018H	Inductance de fuite statorique	0.030H		

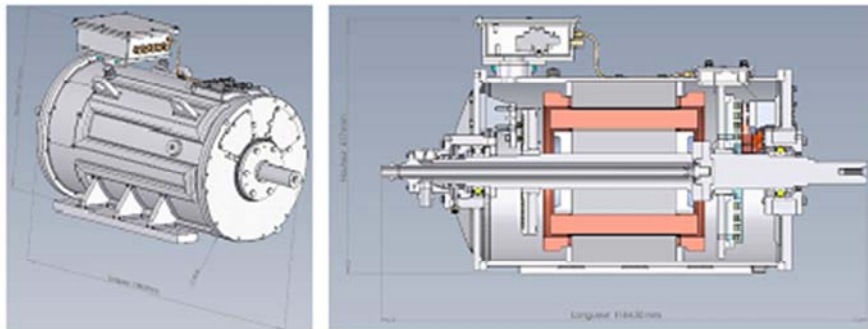


Figure 5-19 : La MADA à 30kW.

Lors de la conception, les points de fonctionnement statiques de la Figure 5-19 ont été considérés. Trois modes de fonctionnement sont évalués :

- Un fonctionnement MADA avec 99% de la puissance au stator
- Un fonctionnement MADA avec 99% de la puissance au rotor
- Un fonctionnement MADA iso-puissance

5.5.2 Architecture d'alimentation

Le système d'alimentation pour lequel la société ECA a opté est celui qui est repris durant la phase de simulation présenté sur la Figure 4.13, il est constitué de six onduleurs de tension et redresseurs de chez *ARCEL* dont certains détails techniques sont donnés ci-dessous.

5.5.2.1 Les onduleurs monophasés

Le dimensionnement de l'onduleur a été effectué à partir des données de la Figure 5-19. Le besoin a ensuite été spécifié à la société *ARCEL* qui fournit l'ensemble onduleur + drivers. L'onduleur est un onduleur triphasé dont un bras sert de hacheur rhéostatique.

Les exigences électriques :

- Bus DC à 1200V avec une capacité de bus de 1mF
- Courant efficaces de sortie et fréquences voir (avec prise en compte d'un fonctionnement transitoire en dessous de 5Hz)
- Fréquence de découpage de 3kHz
- Tension assignée d'isolement de 3.4kV*(2)

Conditions environnementales imposées à l'ensemble :

- Température ambiante de 45°C, ventilation à air pulsée
- Hygrométrie 40-90%
- Pression 900-1100 mbar
-

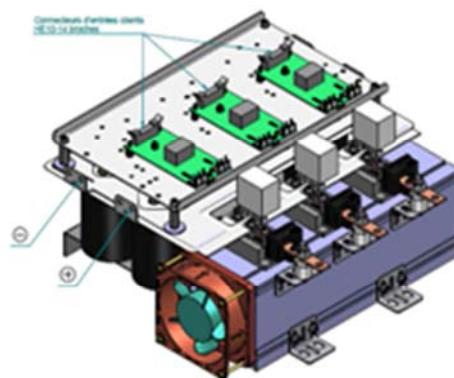


Figure 5-20 Pont onduleur de chez *ARCEL*.

L'offre d'*ARCEL* en réponse à ce besoin est un onduleur triphasé (Figure 5-20) avec des IGBT 1.7kV/50A (modèle BSM50GB170DN2), la capacité de pont est de type polypropylène d'une valeur totale de 520 μ F. L'ensemble est fourni avec des drivers *ARCEL* 2106. Chaque driver permet de commander soit les deux interrupteurs du bras de manière complémentaire, soit indépendamment. Dans notre cas, cette dernière possibilité est utilisée pour le bras de hachage ; n'ayant besoin que de la diode de roue libre pour l'interrupteur du bas, il est bloqué en permanence de manière à éliminer un risque de court-circuit de type I à cause de la commande

5.5.3 Le système de contrôle-commande

Les cartes de commande prévues pour la commande de la MADA de 30kW sont architecturées de la même manière que celles utilisées au sein du laboratoire, à une différence qui réside dans le fait que dans le cadre de ce projet, nous avons opté pour une carte DSP TMS320C6713 à communication série, alors que le DSP (TMS6711) est à communication parallèle.

Nos cartes viennent commander la structure de puissance du banc en se connectant directement aux émetteurs des cartes de fibres optiques des armoires d'ARCEL comme le témoignent la Figure 5.21.

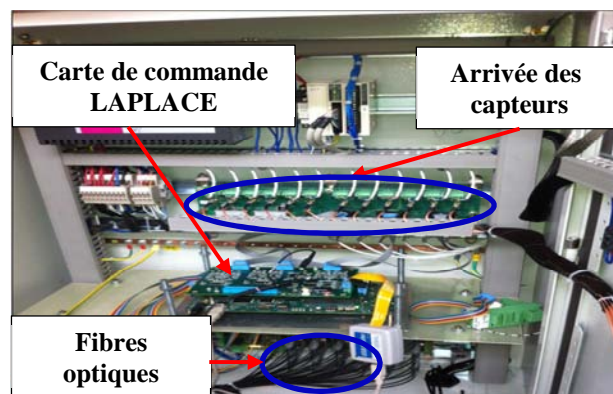


Figure 5-21 Connexion des cartes de contrôle commande avec le banc de 30kW.

5.5.4 Photo du banc expérimental de 30kW de puissance

Les interrupteurs des ponts monophasés des chez ARCEL sont commandés par notre carte contrôle-commande, soit pour la commande de la MADA ou pour supervision des niveaux de tension des six bus continus prévus.

La MADA de 30kW est dimensionnée pour transférer une puissance statorique et rotorique d'une manière équivalente.

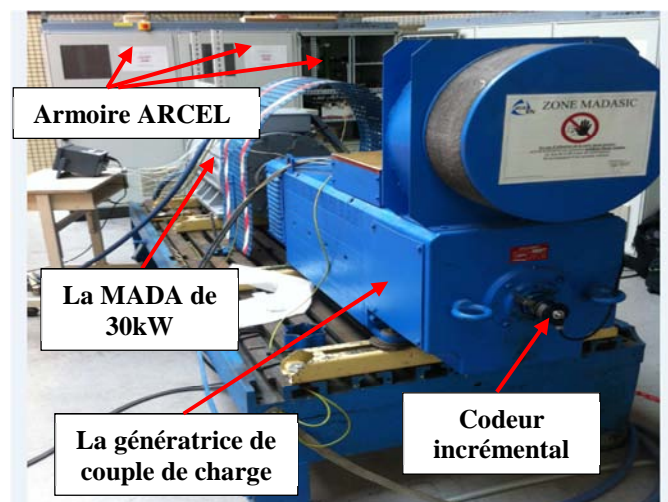


Figure 5-22 Banc expérimental disponible chez ECA-Electronavale.

5.5.5 Les résultats expérimentaux

En attente de fourniture par ECA-EN (Clause de confidentialité)

Figure 5-23 Résultats expérimentaux de la MADA de 30kW.

5.5.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux bancs expérimentaux qui nous servi pour la validation des travaux validés en simulation.

Un premier banc, est celui disponible au sein du laboratoire LAPLACE, ses principale parties constituantes étaient décrites, la partie puissance ainsi que l'informatique industrielle qui lui est associée sont présentées

Le recours à l'émulateur pour valider les modèles des propulseurs sur une machine à courant continue, nous permettait de se rapprocher les conditions proches de ce qui se passe au niveau de l'hélice dans les conditions réelles de fonctionnement. Suivi après, de validation des stratégies de commandes développées en simulation sur la MADA de 4kW. Néanmoins, l'évaluation de celles-ci n'a pas pu se faire pour les raison citées précédemment.

La MADA à coefficient de répartition de puissance active unitaire conçue par ECA-EN dans le cadre du projet MADA-SIC , son système d'alimentation ainsi l'architecture de commande qui lui est prévue est décrite, et certains résultats expérimentaux seront donnés.

Conclusion générale et perspectives

Le travail décrit dans cette thèse a porté sur l'analyse et l'optimisation par la commande d'un système innovant pour la propulsion navale. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la modélisation et à la commande d'une association « machine asynchrone à double alimentation – hélice de propulsion » dont la compréhension exhaustive n'est pas aisée.

Nous avons dans un premier temps procédé à un recensement des systèmes déjà éprouvés par les constructeurs d'architectures de propulsion. Les maigres informations recueillies, lacunaires et peu nombreuses, nous ont néanmoins permis d'avoir une vision globale sur les systèmes de propulsion navale et de mettre en lumière que la propulsion électrique est désormais un axe privilégié.

Dans cette tendance, l'introduction du moteur asynchrone à double alimentation, associée à une électronique de puissance à base de carbure de silicium, constitue une solution novatrice pour les systèmes expérimentés par la DGA.

Plusieurs modélisations peuvent être faites mais nous avons choisis de modéliser la MADA en considérant les expressions décrivant son comportement dans différents repères.

Les travaux existants révèlent une littérature peu abondante dans le domaine de la modélisation des propulseurs. Il en est ressorti que pour la plupart des modèles de propulseurs ont été développés en s'appuyant principalement sur les bases de l'hydrodynamique. Deux modélisations sont à retenir. La première concerne une analyse en régime permanent qui, malgré sa simplicité et les résultats satisfaisants obtenus vis-à-vis de la commande, souffre de l'absence de la prise en compte de la vitesse de l'eau. Le deuxième modèle dit de l'aile portante a le principal avantage de prendre en compte la vitesse des courants marins et le régime transitoire. Il assimile les pales de l'hélice à des ailes d'avion. L'utilisation d'un modèle plutôt qu'un autre dépend du degré de complexité que l'on veut donner à ce dernier.

Un des objectifs de nos travaux était d'établir une commande optimale qui prend en compte les pertes dans les convertisseurs et les bruits acoustiques et vibratoires du propulseur. Cela a été fait sur un cycle opératoire fictif de la propulsion navale. Pour ce faire, nous avons développé et simulé des stratégies de pilotage de types linéaires et non linéaires dans l'environnement *SABER*. Ce modèle fournit une reproduction fidèle du système expérimentale et accueille les lois de commande transposables directement dans le dispositif réel.

Dans un premier temps, nous avons mis l'accent sur la commande vectorielle à orientation du flux statorique, en considérant des régulateurs de type PI pour la régulation des modes mécaniques et électriques. Cette technique présente l'inconvénient de ne pas être robuste au regard des variations des paramètres électriques et mécaniques de la machine. Pour pallier ce problème, nous avons appliqué des stratégies non linéaires utilisant des régulateurs glissants et commutant sur des surfaces traduisant les erreurs de flux statoriques et rotoriques.

Dans ce sens, nous avons également porté notre analyse sur la commande DTC qui utilise des comparateurs hystérésis, ils sont robustes et simples à mettre en œuvre. Nous lui avons ensuite associée un modulateur vectoriel, pour la ramener à une fréquence de commutation égale à la fréquence utilisée pour les commandes précédemment citées.

La répartition de puissance a été un critère déterminant lors de l'établissement de ces lois de pilotage. Le choix de la méthode définitive a été le résultat de tests successifs.

L'analyse des résultats a montré qu'en termes d'efficacité énergétique, il est plus judicieux de combiner la modulation DPWMIN avec la commande par mode de glissement. Enfin, pour réduire les bruits acoustiques et vibratoires, une stratégie déterministe est ainsi proposée ; elle permet l'étalement des spectres et réduit la signature du navire.

Pour maintenir le système en fonctionnement sécurisé, et pour laisser le temps à l'équipage d'identifier le défaut, le système doit être conçu de sorte qu'il s'auto-positionne en mode dégradé en mettant à la disposition de la propulsion, la puissance maximale possible. Dans cette perspective, nous avons pris en compte deux défauts pouvant survenir sur notre système.

Le premier défaut concerne l'éventualité du court-circuit d'un interrupteur. La réponse à ce problème s'appuie sur la redondance structurelle qu'offre la double alimentation de la MADA. Il est en effet possible de reconfigurer la structure de la machine en une machine asynchrone à cage. Le deuxième défaut considère la défaillance du capteur vitesse/position. Dans cette circonstance, une redondance analytique exploitant l'accessibilité des courants rotoriques est proposée. A titre comparatif, la puissance de l'installation reste conservée en cas de défaut de capteur de vitesse/position tandis qu'elle est réduite de moitié dans le cas d'un défaut de court-circuit.

Deux plates formes expérimentales ont été conçues pour valider les stratégies de contrôle évoquées dans ce mémoire. Le premier banc, disponible au laboratoire a été le support de la validation d'une grande partie de nos travaux théoriques. Il nous a permis de passer de la phase de simulation vers la réalisation pratique. Nous avons conçu et implanté un émulateur de propulsion navale comprenant une MADA et une hélice à trois pales. Le deuxième banc construit dans le cadre du projet MADASIC et installé chez ECA-EN, a été exploité pour le test d'une stratégie de commande sur une machine qui permet une répartition de puissance égale entre ses deux bobinages.

A l'issue de ce travail, il se dégage des **perspectives** intéressantes pour de futurs travaux de recherches, à développer sur la maquette de puissance 300kW prévue pour le démonstrateur :

Pour ce qui concerne la modélisation, il serait intéressant d'améliorer les modèles avec une prise en compte du poids du navire, de la houle de surface et des paramètres hydrodynamiques négligés jusqu'à présent. Ceci permettra de concevoir un émulateur prenant en compte tous les paramètres qui influencent les performances des hélices de propulsion. Cette étape aboutirait ainsi à développer des commandes adaptatives optimales en fonction des paramètres identifiés.

Il est également intéressant vis à vis de la commande qui a été l'essentiel de ce travail, de la mener à son aboutissement en validant les résultats obtenus sur le banc définitif. Nous avons grand espoir qu'avec la maquette de 300kW, il sera possible de tester l'optimisation des pertes dans le convertisseur, d'analyser les bruits acoustiques et vibratoires et même de prendre en compte les aspects thermiques de la machine vis-à-vis des stratégies de commande proposées dans ce mémoire. La finalité visée par cette démarche est d'apporter une aide à la décision à l'opérateur selon les performances désirées pour le système (moins de pertes ou moins de bruits).

Dans le contexte de l'évaluation des stratégies de contrôle que nous avons développées et dans le cadre du projet MADASIC, il pourrait être question de renseigner les modèles de simulation avec les paramètres réels des composants à base de carbure de silicium et de comparer leurs comportements avec une technologie GAN à titre d'exemple.

En ce qui concerne la tolérance aux pannes, même s'il a été montré dans cette thèse que la structure peut être reconfigurée, d'une MADA en une machine asynchrone à cage, il serait intéressant de prévoir un mode dégradé qui, en plus d'un défaut de court-circuit, prendrait en compte le défaut de capteur de vitesse/position. Il serait alors question d'associer à la reconfiguration structurelle, une reconfiguration analytique dans l'algorithme de pilotage.

Il ne serait pas de trop de considérer d'autres types de défaut tels que la chute de tension des bus continu, les défauts de capteur de courant et même ceux afférant à la partie mécanique (balourd, rupture de pale d'hélice...).

Enfin, il serait très intéressant dans le cadre de l'expérimentation de la MADA de 300kW, de la comparer à des machines déjà éprouvées dans ce domaine d'application.

Références

- [1] R. Lateb, "Modélisation des machines asynchrone et synchrone à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espaces et de temps, application à la propulsion marine par POD", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, octobre 2006.
- [2] P. Letellier et A. Bondu, «Navire tout électrique - Évolutions et systèmes de conduite,» *Techniques de l'ingénieur, D5620*, 05/2012.
- [3] L. Drouen, "Machines électriques intégrées à des hélices marines Contribution à une modélisation et conception multi-physique", Thèse de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et métiers, ParisTech, Paris, Décembre 2010.
- [4] F. Scuiller, J.-F. Charpentier, E. Semail et S. Clenet, "Comparison of two 5-phase Permanent Magnet machine winding configurations. Application on naval propulsion specifications", *Electric Machines & Drives Conference*, May 2007.
- [5] N. Dheilly, "Optimisation de composants de puissance en carbure de silicium pour des applications d'électronique impulsienne", Thèse de l'Institut National de Sciences Appliquées de Lyon, 2011.
- [6] P. Brosselard, "Conception, Réalisation et Caractérisation d'interrupteurs (thyristors et JFETs) haute tension (5kV) en carbure de silicium", Thèse de l'Institut National des sciences appliquées de Lyon, 2006.
- [7] P. E. Vidal, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2004.
- [8] F. Bonnet, "Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utilisée en mode Moteur", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Septembre 2008.
- [9] S. K. E. KHIL, "Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Décembre 2006.
- [10] J.-M. Roche, «Net- marine,» 2010. [En ligne]. Available: <http://www.netmarine.net/bat/flf/lafayet/>. [Accès le 2013].
- [11] E. Semail, "Evolution des systèmes de propulsions électriques des navires", Journées EEA, Systèmes Electriques pour véhicules du futur, mars 2009.
- [12] F. Dupriez-Robin, "Dimensionnement d'une propulsion hybride de voilier, basé sur la modélisation par flux de puissance", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, mai 2010.
- [13] «ECONAV,» [En ligne]. Available: www.econav.org. [Accès le 2013].
- [14] G. Filliau, A. Bondu et L. Mazodier, "Le navire tout électrique - Propulsion et production d'énergie", *Techniques de l'ingénieur, D5610*, 2000.
- [15] «mer et marine,» 2008. [En ligne]. Available: <http://www.meretmarine.com>. [Accès le 2010].
- [16] C. Guibert, Modélisation et commande ne poussée des moteurs à courant alternatifs en propulsion navale, Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, Décembre 2005.

- [17] M. Vonnet, "Modelisation dynamique et commande d'un propulseur naval", Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, Decembre 2008.
- [18] M. Debbou et M. Pietrzak-David, "Double Fed Induction Machine For Electrical Naval Propulsion", *Electric Ship Symposium Technology*, 2013.
- [19] E. Leleu, C. Espanet, A. Miraoui et S. Siala, "Reduction of vibrations in an induction machine supplied by high power PWM inverter", *Power Electronics and Applications, EPE*, 2005.
- [20] P. Manuelle, B. Singam et S. Siala, "Induction motors fed by PWM MV7000 converters enhance electric propulsion performance", *Power Electronics and Applications, EPE*, 2009.
- [21] Y. Wei, M. Qiao, X. Zhang et Z. Wu, "Parallel control study of multiple inverters for ship electric propulsion", *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2011.
- [22] S. A. Sharkh, M. Harris, S. Turnock, R. Crowder et P. Chappell, " Prototype Integrated Electric Thrusters for Work-Class Underwater Vehicles: Design Construction and Test", EPSRC Research Grant Report,, 2000.
- [23] L. Mazodier, "La propulsion électrique des navires", Revue de l'Electricité et de l'Electronique.
- [24] B. Longepe, " Le programme naval des Bâtiments de Projection et de Commandement : l'expérience française", *REE*, n°13, pp. 38-45, Mars 2006.
- [25] Kort, "Elektrisch angetriebener schiffsschraube". Brevet Patent DE690233, 1940.
- [26] Kort, "Elektrisch angetriebener schiffsschraube". Brevet Patent DE688114, 1940.
- [27] P. Letellier et C. French, " Power dense electrical motor technologies for podded propulsion, Fastpod project, T-POD 2006", L'Aber Wrac'h, France, October 3-5 2006. .
- [28] A. Mitcham et J. Cullen, "Motors and Drives for Surface Ship Propulsion- Comparison of Technologies ", *Electric propulsion the effective solution*, pp. 4.1-4.10, 5-6 Octobre 1995.
- [29] P. Lettelier et J. industrie, "Les Machines à Aimants Permanents de Grande Puissance dans les Systèmes de Propulsion Électrique ", *REE*, n° 19, pp. 53-61, oct 2000.
- [30] A. Noël, N. Takorabet et F. Meibody-Tabar, "A Novel Approach to Reduce Short Circuit Current of PM Machines", *ICEM04 16 th International Conference on, Electrical Machines*, 5-8 septembre 2004,Poland.
- [31] A. Parvianen, J. Pyhönen et M. Niemelä, «Axial Flux Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Sinusoïdal Shaped Magnets,» *ISEF* , 2001, Cracovie, Pologne .
- [32] R. Michaux et P. Letellier, " Les Machines Discoïdes à Champ Axial dans les Systèmes de Propulsion Électriques", *REE*, n° 13, pp. 37-42, 1997.
- [33] P. Lettelier, "Electrical Propulsion Motors", *Electric Propulsion; The Effective Solution*", *IMarest Conference Proceedings*, pp. 7.1-7.8, 5-6 October 1995.
- [34] A. G. H. S. M. Husband, "The Rolls-Royce Transverse Flux Motor Development", *Electric Machines and Drives Conference, IEMDC'03.*, vol. 3, pp. 1435- 1440, 2003.
- [35] A. Mitcham, "Transverse Flux Motors for Electric Propulsion of Ships", *IEE Electric Machines and Drives Conference IEMDC'03*, vol. 3, pp. 1435- 1440, 2003.
- [36] M. Poloujadoff, "Machines asynchrones - Régime permanent ", *Techniques de l'ingenieur, D3480*, 2008.
- [37] M. Poloujadoff, "Machines asynchrones - Régimes quelconques", *Techniques de l'ingenieur, D3485*, 2000.

- [38] M. Poloujadoff, "Machines asynchrones - Alimentation et caractéristiques", *Tenchniques de l'ingenieur*, D3620, 2004.
- [39] A. Lewis, "The Advanced Induction Motor", *IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, vol. 1, p. 250–253., July 2002.
- [40] N. T. R. Lateb, F. Meibody-Tabar, A. Mirzaian, J. Enon et A. Sarribouette, "Performances Comparison of Induction Motors and Surface Mounted PM motor for POD Marine Propulsion", *41 th IAS Annual Meeting*..
- [41] D. U. Gubser, "Superconducting motors and generators for naval applications", *ELSEVIR*, pp. 1192-1195, 2003.
- [42] S. Bendali, P. Letellier, J. Leveque et G. Male, "Etat de l'art des moteurs et générateurs supraconducteurs; Smail MEZANI; Denis NETTER", *JCGE*, 2013.
- [43] B. Raeymaekers et D.E. Lee, "A study of the brush/rotor interface of a homopolar motor using acoustic emission", *ELSEVIR*, pp. 443-448, 2008.
- [44] S. Bendali, Dimensionnement d'un moteur supraconducteur HTc, Thèse de doctorat de l'Université de Lorraine, 2012.
- [45] G. Snitchler, B. Gamble et S. S. Kalsi, "The Performance of a 5 MW High Temperature Superconductor Ship Propulsion Motor", *IEEE transactions on applied superconductivity*, vol. 15, n° 12, June 2005.
- [46] K. Sato et M. Yoshizawa, "Traction systems using power electronics Shin-kansen high-speed electric multiple units", *Power Electronics*, pp. 2859-2866, 2010.
- [47] E. Batista, "Nouvelles structures électroniques de puissances pour le transport électrique: impacts des nouvelles contraintes d'intégration sur les interferences électromagnétiques et moyens de prevision de la compétabilité électromanétique ", Thèse de doctorat de Toulouse.
- [48] K. Lentijo et K. Hobart, "Three-level inverter with 60 A, 4.5 kV Si IGBT/SiC JBS power modules for marine applications", *Electric Ship Technologies Symposium (ESTS)*, pp. 162-165, 2013.
- [49] T. Hosen et K. Yanagisawa, "Fuji Electric's Semiconductors: Current Status and Future Outlook", *Fuji Electric REVIEW*, vol. 57, n°13, pp. 68-71, 2011.
- [50] T. Meynard, M. Nahrstaedt et R. Jakob, « Evolution des structures de conversion ».
- [51] P. Hammond, "A New Approach to Enhance Power Quality for Medium Voltage AC Drives", *IEEE Transaction on Industrial Application*, vol. 33, n°11, pp. 202-208, 1997.
- [52] M.W. Naouar, E. Monmasson, I. Slama-Belkhdja, "Introduction à la commande numérique des machines électriques", *Technique de l'ingénieur*, 2009.
- [53] E. Monmasson, L. Idkhajine, M. Cirstea, I. Bahri, A. Tisan et M. -W. Naouar, « "FPGAs in Industrial Control Applications", *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 7, n°12, pp. 224,243, 2001.
- [54] M. Hamouda, H. Blanchette, K. Al-Haddad et F. Fnaiech, "An Efficient DSP-FPGA-Based Real-Time Implementation Method of SVM Algorithms for an Indirect Matrix Converter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , Vols. 1 sur 258., n° 111, pp. 5024-5031 , Nov, 2011.
- [55] F. Richardeau, J. Mavier, H. Piquet et G. Gateau, "Fault-tolerant inverter for on-board aircraft EHA," *Power Electronics and Applications*, pp. 19-25, 2007.
- [56] M. Debbou, T. Achour, J. Gillet et M. Pietrzak-David, "From simulation to real-time control for DFIM drive", *Electronics, Control, Measurement, Signals and their application to Mechatronics , ECMSM*, pp. 1-6, 2013.

- [57] T. Wildi, "Électrotechnique", Les presses de l'université Laval, 2008.
- [58] L. Yuan, H. Feng-you et Y. Zong-bin, "Study on Sliding Mode Speed Control with RBF Network Approach for Doubly-Fed Induction Motor", *Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics*, vol. 2, pp. 339-342, 2009.
- [59] J. Arbi, "Système éolien avec machine asynchrone doublement alimentée", Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale d'Ingenieurs de Tunis , 2008.
- [60] B. Beltran, M. Benbouzid et T. Ahmed-Ali, "A combined high gain observer and high-order sliding mode controller for a DFIG-based wind turbine", *Energy Conference and Exhibition ,(EnergyCon)*, pp. 322-327, 2010.
- [61] I. Slama-Belkhdja, J. Arbi, S. Skander-Mustapha, M.-B. Ghorbal, M. Bejaoui et I. Bahri, « "Reconfiguration strategies for Doubly Fed Induction Generators based wind system," », *Systems, Signals and Devices*, pp. 1-16, 2009.
- [62] S. Li et T. Haskew, "Energy capture, conversion, and control study of DFIG wind turbine under weibull wind distribution", *Power & Energy Society General Meeting*, pp. 1-9, 2009.
- [63] Y. Wang et Lie Xu, « "Coordinated Control of DFIG and FSIG-Based Wind Farms Under Unbalanced Grid Conditions," », *Power Delivery, IEEE Transactions on* , vol. 25, n°11, pp. 367-377, 2010.
- [64] M. Nasser, Supervision de sources de production d'électricité hybrides éolien/hydraulique dans les réseaux d'énergie interconnectés ou isolés., Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure des Arts et Métiers, ParisTech, 2011.
- [65] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas et J. Rodriguez, « "Overview of Multi-MW Wind Turbines and Wind Parks" », *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, n° 14, pp. 1081-1095, 2011.
- [66] F. Poitiers, "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne ", Thèse de doctorat de l'Université de Nantes, 2003.
- [67] Y. Tang et Longya Xu, "A flexible active and reactive power control strategy for a variable speed constant frequency generating system", *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 568-573, 1993.
- [68] B. Francois, B. Robyns, E. DE Jagaer, F. Minn, " Technologies d'éolienne de forte puissance connectée au réseau de moyenne tension", *Revue REE*, n°15, pp. 65-74, 2005.
- [69] S. El Aimani, F. Minn, B. François, B. Robyns, " Modeling and Simulation of Doubly Fed Induction Generators for Variable Speed Wind Turbines integrated in a Distribution Network", *10 th European Conference on Power Electronics and Applications : EPE,Toulouse*, 2003.
- [70] F. Bonnet, P.-E. Vidal et a. M. Pietrzak-David, "Dual Direct Torque Control of Doubly Fed Induction Machine", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, n°15, p. 2482_2490, 2007.
- [71] D. Xiyang et W. Jian, "A New Control Strategy of Doubly-fed Induction Machine for Hybrid Electric Vehicle", *International Conference on Computer, Mechatronics, Control and Electronic Engineering (CMCE)*, 2010.
- [72] M. Abdellatif, "Continuité de service des entraînements électriques pour une machine à induction alimentée par le stator et le rotor en présence de défauts capteurs", Thèse de doctorat de l'Université de Toulouse, 2010 .
- [73] R. Ghosn, "Contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2001.

- [74] M. Abdellatif, M. Debbou, I. Slama-Belkhodja et M. Pietrzak-David, «"Simple Low-Speed Sensorless Dual DTC for Double Fed Induction Machine Drive,"» *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, n°18, pp. 3915-3922, 2014.
- [75] P. Barret, "Regimes transitoires des machines électriques tournantes", Paris, France: Eyrolles Ed, 1982.
- [76] J. Chatelin et J. Hautier, "Machines électriques", Presses polytechniques romandes , 1983.
- [77] J. Caron et J.Hautier, "Modélisation et commande de la machine asynchrone", technip Ed, 1995.
- [78] J. Lesenne et G. F. Notelet, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Technique et documentation, 1981.
- [79] C. Guibert, "Modélisation et commande en poussée des moteurs à courants alternatifs en propulsion navale", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 2005.
- [80] M. vonnet, " Modélisation dynamique et commande A d'un propulseur navale", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, 2008.
- [81] J.S.Carlton, "Marine propellers and propulsion", 1994.
- [82] G. Messenger, "Commande en poussée de l'association :machine asynchrone ,hélice navale", DEA de l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes, 2001.
- [83] E.Guyon et J. e. L.Petit, "Hydrodynamique physique, Savoirs actuels", Editions CNRS, 91.
- [84] L. Withcomb, D. Yoeger, "Development, comparaison, and preliminary experimental validation of non-linear dynamic thruster models, " *IEEE Journal of Oceanic engineering*", pp. 481-494, 1999.
- [85] D.R.Yoerger et J. e. J. Slotine, "The influence of thruster dynamics on underwater vehicle behavior and their incorporation into control system design", *IEEE Journal d Oceanics engineering*, pp. 167-178, 1990.
- [86] J.Newman, "Marine Hydrodynamics", MIT Press, 1989.
- [87] A. Leonessa et R.Poirier, "Adaptative control of marine thrusters", *IEEE Confernce on oceans*, vol. 3, pp. 474-481, 2001.
- [88] L. Whitcomb et D. Yoerger, "Comparative experiments in the dynamics and model-based control of marine thrusters", *OCEANS '95. MTS/IEEE. Challenges of Our Changing Global Environment. Conference Proceedings*, vol. 2, pp. 1019-1028, 1995.
- [89] B. d. Fornel, "Commande par contrôle scalaire", *Technique de l'ingénieur*, D3622, 2006.
- [90] G. Grellet et G. Clerc, "Actionneurs Electriques, Principe –Modèles –Commande", Paris: collection Electrotechnique, éditions Eyrolles., 1997.
- [91] A.F.Filiopov, Differential equations with discontinuous right-hand side, *Soc Tans* 62, 1960.
- [92] V.I. Utkin, "Variable structure systems with sliding mode", *IEEE trans on auto Control*, pp. 212-222, 1977.
- [93] A. Schönung et H. Stemmler, "Static frequency changers with sub-harmonic control in conjunction with reversible variable speed AC drives", *Brown Boveri Review*, pp. 555-577, Sep 1964.
- [94] M. Aimé, "Évaluation et optimisation de la bande passante des convertisseurs statiques Application aux nouvelles structures multicellulaires", Thèse de doctorat de l'Institut National de Toulouse, 2003.

- [95] K. Vinoth Kumar, Prawin Angel Michael, Joseph P. John and Dr. S. Suresh Kumar, "SIMULATION AND COMPARISON OF SPWM AND SVPWM CONTROL FOR THREE PHASE INVERTER",» *Journal of Engineering and Applied Sciences*, vol. 5, n°17, pp. 61-74, 2010.
- [96] D. Holmes et T. A. Lipo, "Pulse Width Modulation For Power Converters", IEEE Pesse, 2003.
- [97] M. Depenbrock, "Pulse Width Control of a 3-Phase Inverter with Nonsinusoidal Phase Voltages", *Int. Semiconductor Power Converter Conference*, 1997.
- [98] H. Ertl, J. Kolar et F. Zach, "Influence of the modulation method on the conduction and switching losses of a pwm converter system", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 27, pp. 393-403, 1991.
- [99] A. Hava, R. Kerkman, T.A et Lipo, "A high Performance Generalized Discontinuous PWM", Wisconsin-Madison University, 1197.
- [100] H. A. A. Nabae S. Ogasawara, "A nouvel pwm scheme of voltage source inverter based on space vector theory", *In Conference Rec. European Power Electronics*, p. 1197–1202, 1989.
- [101] H. E. F. C. Zach J.W. Kolar, «" Minimizing the current harmonics rms value of three-phase pwm converter systems by optimal and suboptimal transition between continuous and discontinuous modulation",» *Power Electronics Specialists Conference*, pp. 372-381, 1991.
- [102] M.M. Bech, F. B laabjerg. J. Pederson, "Random modulation techniques with fixed switching frequency for three-phase power converters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 15, n°14, 2000.
- [103] D. D. Th.G. Habetler, «"Acoustic noise reduction in sinusoidal PWM drives using a randomly modulated carrier",» *IEEE*, pp. 665-671, 1989 .
- [104] C. W. J.C.S. Lai, «"Prediction of Noise Radiation from Induction Motors",» *Sixth Internation Congress on Sound and Vibration*, 1999.
- [105] J. R. G. Schonfield, «"Direct torque control-DTC",» ABB Industrial Systems Ltd.
- [106] C. D. A. Martins, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée", Thèse de doctorat de l'Institut National Poytechnique de Toulouse, 2000.
- [107] E. Ismail, " Commande haute performance d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse par controle direct du couple", Thèse de doctorat de l'Institut National polytechnique de Toulouse, 1999.
- [108] A. Haddoun, M. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouili et K. Srairi, "Comparative Analysis of Control Techniques for Efficiency Improvement in Electric Vehicles", *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC* , pp. 629-634, 2007.
- [109] F. Meinguet, N.-K. Nguyen, P. Sandulescu, X. Kestelyn et E. Semail, "Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults", *39th Annual onference of the IEEE IECON*, pp. 5191-5196, 2013.
- [110] S. Benelghali, F. Mekri, M. Benbouzid et J. Charpentier, "Performance comparison of three and five-phase permanent magnet generators for marine current turbine applications under open-circuit faults ", *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, pp. 1-6, 2011.
- [111] T. T. L. Pham, F. Richardeau et G. Gateau, "Fault diagnosis and PD-PWM reconfiguration of a 5-level double-boost PFC with fault-tolerant capability", *36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, pp. 2839-2844,

- 2010.
- [112] Z.Feng, "Sûreté de fonctionnement des convertisseurs :Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes" , Thèse de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2012.
- [113] C.-C. Yeh et N. A. O. Demerdash, "Induction Motor-Drive Systems with Fault Tolerant Inverter-Motor Capabilities", *Electric Machines & Drives Conference*, vol. 2, pp. 1451-1458, 2007.
- [114] M. Debbou et M. Pietrzak-David, "Novel tolerant fault DFIM drive for naval propulsion", *39th Annual Conference of the IEEE, IECON*, pp. 3006-3011, 2013.
- [115] M. Debbou, M. Abdellatif et M. Pietrzak-David, "Analytical redundancy for service continuity of Doubly Fed Induction Machine speed drive", *International Conference of Electrical Machine(ICEM)*, pp. 858-864, 2012.
- [116] M. Debbou, T. Achour et M. Pietrzak-David, "DFIM Drive for Dynamic Model Marine Propeller", *Electrimacs*, 2014.
- [117] R.Lucas, "Analyse et Evaluation d'une MADA 30Kw et de son systeme d'alimentation", Rapport de stage de Master recherche de l'institut National Polytechnique de Toulouse, 2011.
- [118] X. Lurton, "Acoustique sous marins", INFERMER, 2001.
- [119] J. L. Besnerais, V. Lanfranchi, M. Hecquet et P. Brochet, "Bruit audible d'origine magnétique dans les machines asynchrones ", *Technique de l'ingenieur,D3580*, 2008.
- [120] S. L. Capitaneanu, "Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension à deux niveaux", Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [121] X. Kestelyn, Y. Crevits et E. Semail, "Fault tolerant control of a seven-phase drive by degrees of freedom adaptation", *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1513-1518, March 2010.

Annexe A

Transformation triphasée - diphasée

A.1 Grandeurs réelles – Grandeurs $\alpha - \beta$

La transformation utilisée pour calculer les composantes $\alpha - \beta$, dans le repère fixe d'une grandeur triphasée telle que : $\underline{X} = (X_1, X_2, X_3)^T$ est :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -0.5 & -0.5 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix}$$

La transformation inverse peut être obtenue et s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ X_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix}$$

A.1 Grandeurs $\alpha - \beta$ – Grandeurs $d - q$

La transformation des grandeurs diphasées du repère fixe alpha-beta vers le repère tournant d-q s'exprime par :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$$

θ est l'angle entre le repère diphasé fixe et le repère tournant d-q. La transformation inverse qui permet de passer de variables exprimées dans le repère diphasé d-q vers des variables exprimées dans le repère alpha - beta :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix}$$

Annexe B

B.1 Paramètres hydrodynamiques de l'hélice

Paramètres	Valeur	Unité
$\Delta\beta$	1.82	-
ρ	998.0	kg/m^3
r	0.13	m
a	πr^2	m^2
l	0.127	m
γ	2.0	-
ϕ	0.51	m
C_{Lmax}	0.542	-
C_{Dmax}	1.25	-

B.2 Paramètres de la MADA de puissance 4kW.

Les paramètres de la machine asynchrone à double alimentation utilisés en simulation, ainsi que celle présente en expérimentation sont reportés dans le tableau ci-dessous :

Puissance de la machine	P	2	
Couple nominal	C_n	25	N.m
Nombre de paires de pôle	p	2	-
Inductance cyclique statorique	L_s	0.163	H
Inductance cyclique rotorique	L_r	0.021	H
Inductance mutuelle	M_{sr}	0.055	H
Coefficient de dispersion	σ	0.116	-
Résistance statorique	R_s	1.417	Ω
Résistance rotorique	R_r	0.163	Ω
Couple de frottement sec	C_0	0.247	N.m
Coefficient des frottements fluides	f	0.0073	N.m.rd-1.s
Inertie totale	J	0.066	Kg.m ²
Tension nominal du côté statorique	V_{sn}	230	V
Tension nominal du côté rotorique	V_{rn}	130	V
Courant nominal du côté statorique	I_{sn}	8.4	A
Courant nominal du côté rotorique	I_{sn}	19	A

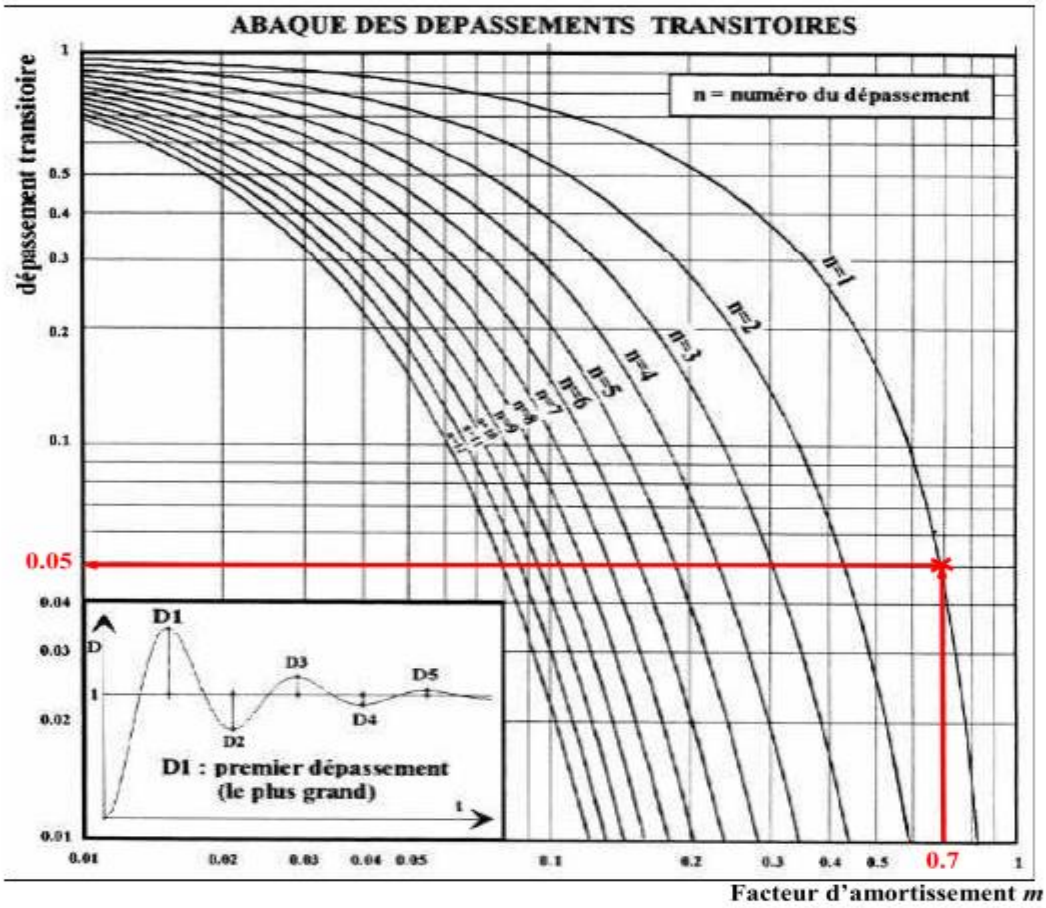
Annexe C

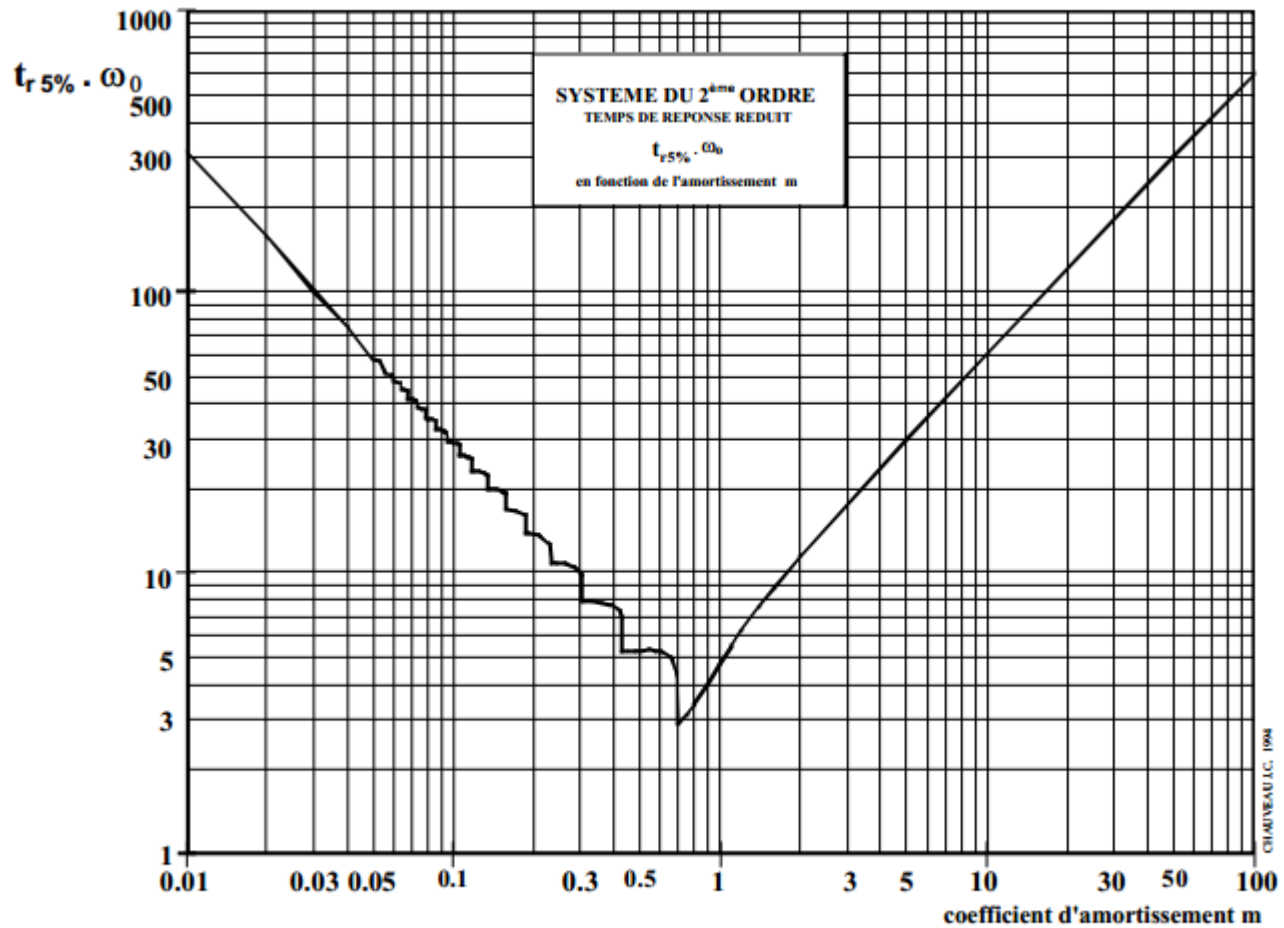
La fonction de transfert du système du second est représentée par l'expression suivante

$$T(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_0^2} + \frac{2.m}{\omega_0} s + 1}$$

avec m : le coefficient d'amortissement et ω_0 : la pulsation

Les Abaques d'un dépassement transitoires d'un système de second ordre

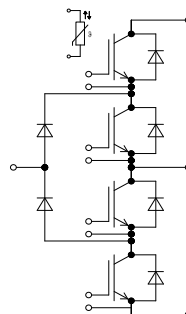
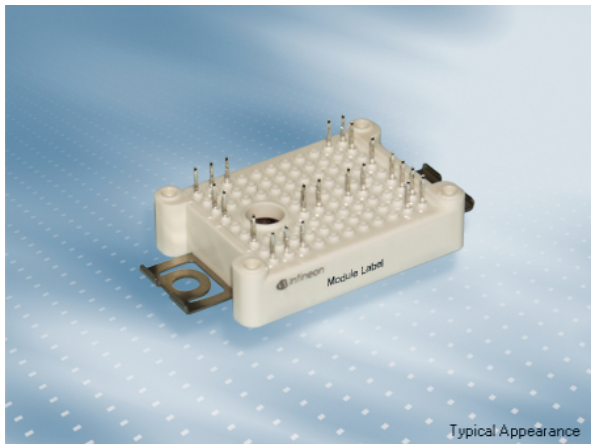




(source : « Systèmes asservis linéaires » J-C et P CHAUVEAU – Ed. CASTEILLA)



EasyPACK Modul mit Trench/Feldstopp IGBT3 und Emitter Controlled 3 Diode und PressFIT / NTC
EasyPACK module with Trench/Fieldstop IGBT3 and Emitter Controlled 3 diode and PressFIT / NTC



$V_{CES} = 600V$
 $I_{C\ nom} = 50A / I_{CRM} = 100A$

Typische Anwendungen

- 3-Level-Applikationen
- Solar Anwendungen
- USV-Systeme

Typical Applications

- 3-Level-Applications
- Solar Applications
- UPS Systems

Elektrische Eigenschaften

- Niederinduktives Design
- Niedrige Schaltverluste
- Niedriges V_{CEsat}

Electrical Features

- Low inductive design
- Low Switching Losses
- Low V_{CEsat}

Mechanische Eigenschaften

- Al_2O_3 Substrat mit kleinem thermischen Widerstand
- Kompaktes Design
- PressFIT Verbindungstechnik
- Robuste Montage durch integrierte Befestigungsklammern

Mechanical Features

- Al_2O_3 Substrate with Low Thermal Resistance
- Compact design
- PressFIT Contact Technology
- Rugged mounting due to integrated mounting clamps

Module Label Code

Barcode Code 128



DMX - Code



Content of the Code

	Digit
Module Serial Number	1 - 5
Module Material Number	6 - 11
Production Order Number	12 - 19
Datecode (Production Year)	20 - 21
Datecode (Production Week)	22 - 23

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13	
approved by: AKDA	revision: 3.1	UL approved (E83335)



IGBT, Wechselrichter / IGBT, Inverter
Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Kollektor-Emitter-Sperrspannung Collector-emitter voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{CES}	600	V
Kollektor-Dauergleichstrom Continuous DC collector current	$T_C = 80^{\circ}\text{C}, T_{vj\text{max}} = 175^{\circ}\text{C}$ $T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\text{max}} = 175^{\circ}\text{C}$	$I_{C\text{nom}}$ I_C	50 75	A A
Periodischer Kollektor-Spitzenstrom Repetitive peak collector current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{CRM}	100	A
Gesamt-Verlustleistung Total power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}, T_{vj\text{max}} = 175^{\circ}\text{C}$	P_{tot}	175	W
Gate-Emitter-Spitzenspannung Gate-emitter peak voltage		V_{GES}	+/-20	V

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.		
Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung Collector-emitter saturation voltage	$I_C = 50\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 50\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $I_C = 50\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$V_{CE\text{sat}}$	1,45 1,60 1,70	1,90	V V V	
Gate-Schwellenspannung Gate threshold voltage	$I_C = 0,80\text{ mA}, V_{CE} = V_{GE}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		V_{GEth}	4,9	5,8	6,5	V
Gateladung Gate charge	$V_{GE} = -15\text{ V} \dots +15\text{ V}$		Q_G	0,50			μC
Interner Gatewiderstand Internal gate resistor	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		R_{Gint}	0,0			Ω
Eingangskapazität Input capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{ies}	3,10			nF
Rückwirkungskapazität Reverse transfer capacitance	$f = 1\text{ MHz}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}, V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}$		C_{res}	0,095			nF
Kollektor-Emitter-Reststrom Collector-emitter cut-off current	$V_{CE} = 600\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{CES}			1,0	mA
Gate-Emitter-Reststrom Gate-emitter leakage current	$V_{CE} = 0\text{ V}, V_{GE} = 20\text{ V}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		I_{GES}			400	nA
Einschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-on delay time, inductive load	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{on}}$	0,025 0,025 0,025			μs μs μs
Anstiegszeit, induktive Last Rise time, inductive load	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Gon} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_r	0,013 0,016 0,017			μs μs μs
Abschaltverzögerungszeit, induktive Last Turn-off delay time, inductive load	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	$t_{d\text{off}}$	0,18 0,20 0,21			μs μs μs
Fallzeit, induktive Last Fall time, inductive load	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $R_{Goff} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	t_f	0,06 0,075 0,085			μs μs μs
Einschaltverlustenergie pro Puls Turn-on energy loss per pulse	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, di/dt = 3000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj} = 150^{\circ}\text{C})$ $R_{Gon} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{on}	0,20 0,35 0,40			mJ mJ mJ
Abschaltverlustenergie pro Puls Turn-off energy loss per pulse	$I_C = 50\text{ A}, V_{CE} = 300\text{ V}, L_S = 30\text{ nH}$ $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, du/dt = 4400\text{ V}/\mu\text{s} (T_{vj} = 150^{\circ}\text{C})$ $R_{Goff} = 8,2\ \Omega$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{off}	1,20 1,50 1,60			mJ mJ mJ
Kurzschlußverhalten SC data	$V_{GE} \leq 15\text{ V}, V_{CC} = 360\text{ V}$ $V_{CE\text{max}} = V_{CES} - L_{SCE} \cdot di/dt$	$t_P \leq 8\ \mu\text{s}, T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $t_P \leq 6\ \mu\text{s}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I_{SC}	350 250			A A
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro IGBT / per IGBT		R_{thJC}	0,75	0,85		K/W
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro IGBT / per IGBT $\lambda_{\text{Paste}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{\text{grease}} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}	0,70			K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions			$T_{vj\text{op}}$	-40	150		$^{\circ}\text{C}$

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



Diode, Wechselrichter / Diode, Inverter

Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Periodische Spitzensperrspannung Repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	600	V
Dauergleichstrom Continuous DC forward current		I_F	50	A
Periodischer Spitzenstrom Repetitive peak forward current	$t_P = 1\text{ ms}$	I_{FRM}	100	A
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0\text{ V}, t_P = 10\text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$	I^2t	370	A^2s
	$V_R = 0\text{ V}, t_P = 10\text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		330	A^2s

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung Forward voltage	$I_F = 50\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		1,55	1,95	V
	$I_F = 50\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		1,50		V
	$I_F = 50\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$	$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		1,45		V
Rückstromspitze Peak reverse recovery current	$I_F = 50\text{ A}, -di_F/dt = 3000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		74,0		A
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		87,0		A
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		91,0		A
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 50\text{ A}, -di_F/dt = 3000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		2,30		μC
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		4,70		μC
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		5,10		μC
Abschaltenergie pro Puls Reverse recovery energy	$I_F = 50\text{ A}, -di_F/dt = 3000\text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300\text{ V}$ $V_{GE} = -15\text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$		0,70		mJ
		$T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$		1,30		mJ
		$T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$		1,50		mJ
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode	R_{thJC}		1,00	1,10	K/W
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{Paste} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$ / $\lambda_{grease} = 1\text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$	R_{thCH}		0,85		K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions		$T_{vj\text{ op}}$	-40		150	$^{\circ}\text{C}$

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



Diode, D5-D6 / Diode, D5-D6

Höchstzulässige Werte / Maximum Rated Values

Periodische Spitzensperrspannung Repetitive peak reverse voltage	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$	V_{RRM}	600	V
Dauergleichstrom Continuous DC forward current		I_F	50	A
Periodischer Spitzenstrom Repetitive peak forward current	$t_P = 1 \text{ ms}$	I_{FRM}	100	A
Grenzlastintegral I^2t - value	$V_R = 0 \text{ V}, t_P = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $V_R = 0 \text{ V}, t_P = 10 \text{ ms}, T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I^2t	560 500	A^2s A^2s

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Durchlassspannung Forward voltage	$I_F = 50 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 50 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$ $I_F = 50 \text{ A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	V_F	1,50 1,45 1,40	1,90	V V V
Rückstromspitze Peak reverse recovery current	$I_F = 50 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	I_{RM}	74,0 87,0 91,0		A A A
Sperrverzögerungsladung Recovered charge	$I_F = 50 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	Q_r	2,30 4,70 5,10		μC μC μC
Abschaltenergie pro Puls Reverse recovery energy	$I_F = 50 \text{ A}, -di_F/dt = 3000 \text{ A}/\mu\text{s} (T_{vj}=150^{\circ}\text{C})$ $V_R = 300 \text{ V}$	$T_{vj} = 25^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 125^{\circ}\text{C}$ $T_{vj} = 150^{\circ}\text{C}$	E_{rec}	0,70 1,30 1,50		mJ mJ mJ
Wärmewiderstand, Chip bis Gehäuse Thermal resistance, junction to case	pro Diode / per diode		R_{thJC}	0,80	0,90	K/W
Wärmewiderstand, Gehäuse bis Kühlkörper Thermal resistance, case to heatsink	pro Diode / per diode $\lambda_{Paste} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K}) / \lambda_{grease} = 1 \text{ W}/(\text{m}\cdot\text{K})$		R_{thCH}	0,70		K/W
Temperatur im Schaltbetrieb Temperature under switching conditions			$T_{vj op}$	-40	150	$^{\circ}\text{C}$

NTC-Widerstand / NTC-Thermistor

Charakteristische Werte / Characteristic Values

			min.	typ.	max.	
Nennwiderstand Rated resistance	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$		R_{25}	5,00		$\text{k}\Omega$
Abweichung von R100 Deviation of R100	$T_C = 100^{\circ}\text{C}, R_{100} = 493 \Omega$		$\Delta R/R$	-5	5	%
Verlustleistung Power dissipation	$T_C = 25^{\circ}\text{C}$		P_{25}		20,0	mW
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/50}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/50}$	3375		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/80}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/80}$	3411		K
B-Wert B-value	$R_2 = R_{25} \exp [B_{25/100}(1/T_2 - 1/(298,15 \text{ K}))]$		$B_{25/100}$	3433		K

Angaben gemäß gültiger Application Note.
Specification according to the valid application note.

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



Modul / Module

Isolations-Prüfspannung Isolation test voltage	RMS, f = 50 Hz, t = 1 min.	V _{ISOL}	2,5		kV
Innere Isolation Internal isolation	Basisisolierung (Schutzklasse 1, EN61140) basic insulation (class 1, IEC 61140)		Al ₂ O ₃		
Kriechstrecke Creepage distance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		11,5 6,3		mm
Luftstrecke Clearance	Kontakt - Kühlkörper / terminal to heatsink Kontakt - Kontakt / terminal to terminal		10,0 5,0		mm
Vergleichszahl der Kriechwegbildung Comperative tracking index		CTI	> 200		
			min.	typ.	max.
Modulstreuinduktivität Stray inductance module		L _{sCE}		15	nH
Modulleitungswiderstand, Anschlüsse - Chip Module lead resistance, terminals - chip	T _c = 25°C, pro Schalter / per switch	R _{CC+EE'}		2,00	mΩ
Lagertemperatur Storage temperature		T _{stg}	-40		125 °C
Anpresskraft für mech. Bef. pro Feder mounting force per clamp		F	20	-	50 N
Gewicht Weight		G		24	g

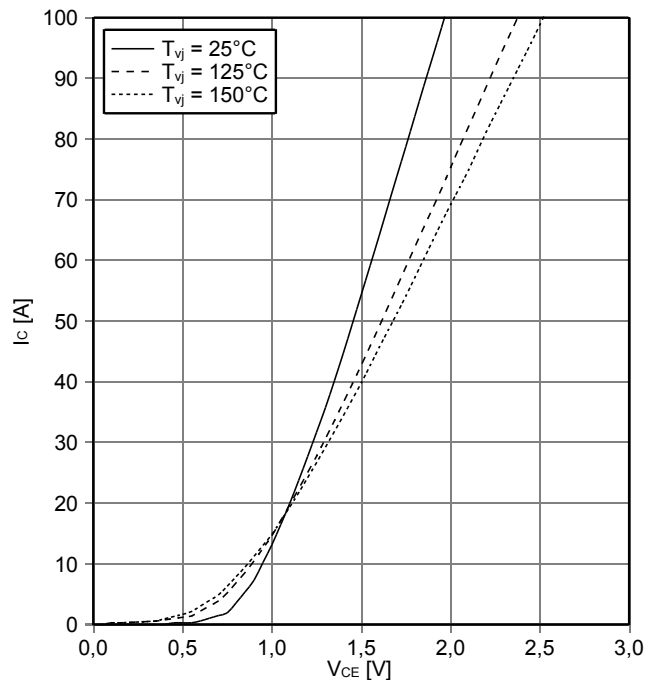
Der Strom im Dauerbetrieb ist auf 25A effektiv pro Anschlusspin begrenzt.
The current under continuous operation is limited to 25A rms per connector pin.

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



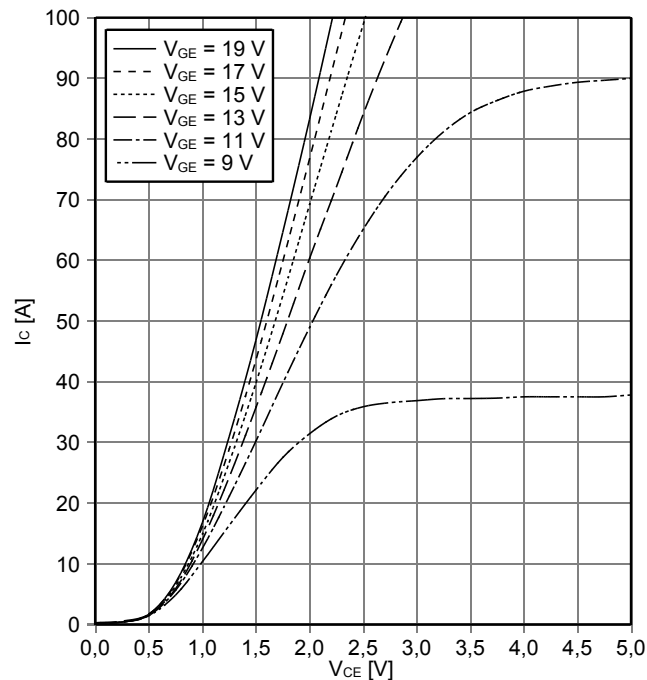
Ausgangskennlinie IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = 15\text{ V}$



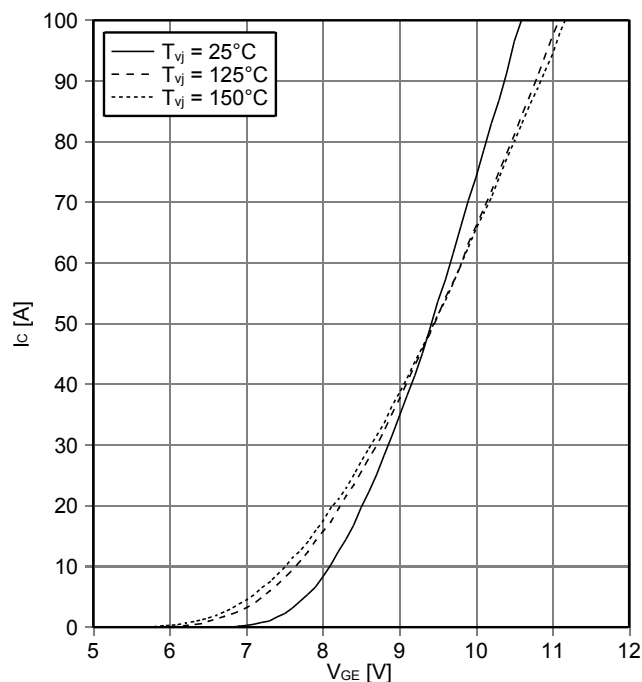
Ausgangskennlinienfeld IGBT, Wechselrichter (typisch)
output characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{CE})$
 $T_{vj} = 150^\circ\text{C}$



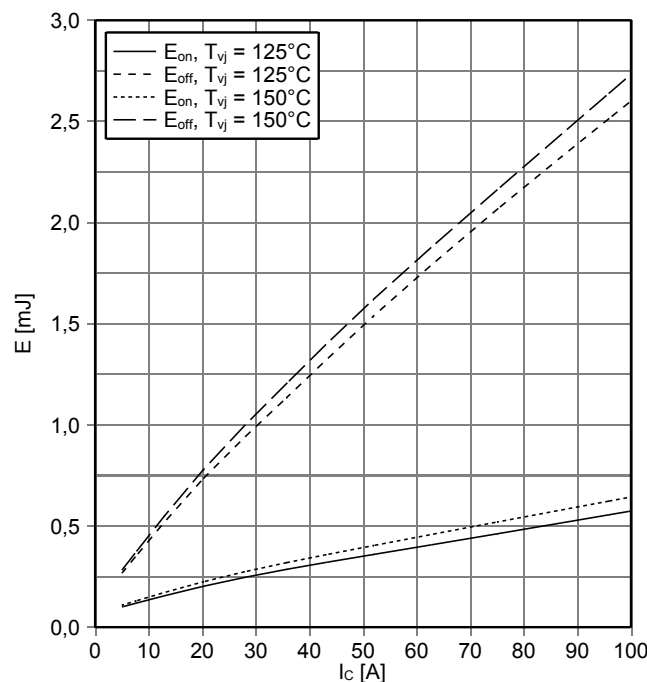
Übertragungscharakteristik IGBT, Wechselrichter (typisch)
transfer characteristic IGBT, Inverter (typical)

$I_C = f(V_{GE})$
 $V_{CE} = 20\text{ V}$



Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

$E_{on} = f(I_C), E_{off} = f(I_C)$
 $V_{GE} = \pm 15\text{ V}, R_{Gon} = 8.2\ \Omega, R_{Goff} = 8.2\ \Omega, V_{CE} = 300\text{ V}$

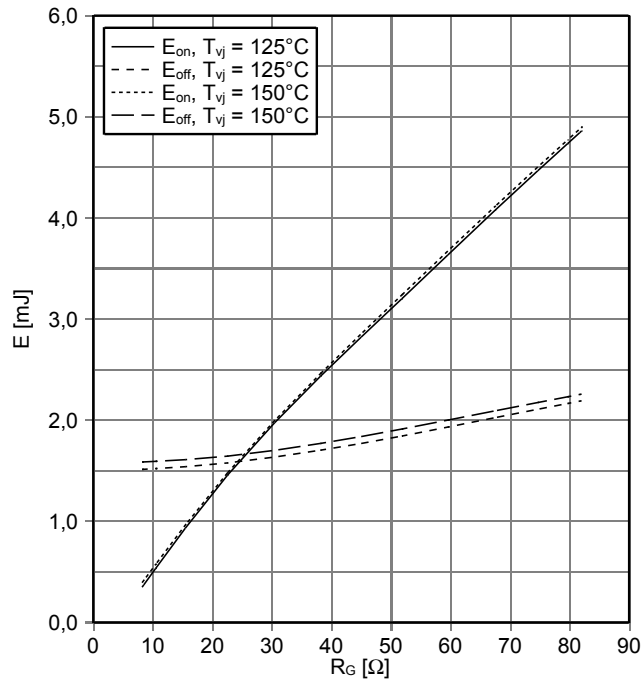


prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



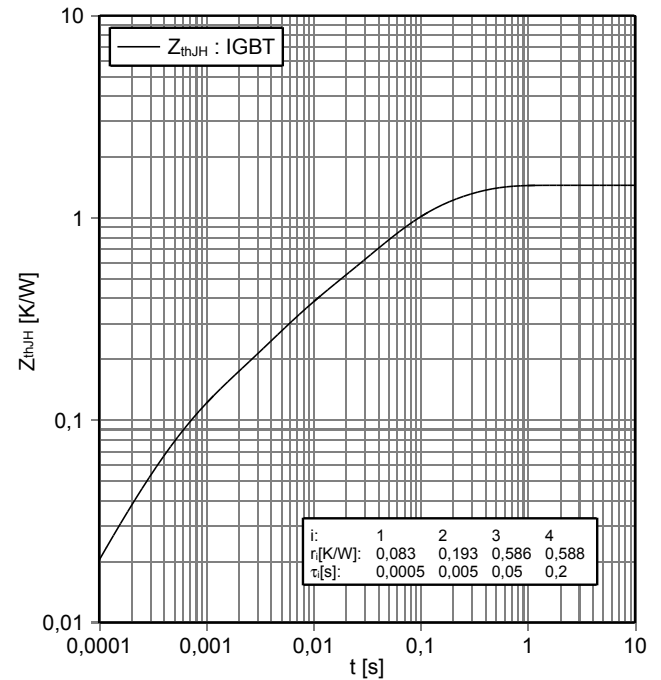
Schaltverluste IGBT, Wechselrichter (typisch)
switching losses IGBT, Inverter (typical)

$E_{on} = f(R_G), E_{off} = f(R_G)$
 $V_{GE} = \pm 15 V, I_C = 50 A, V_{CE} = 300 V$



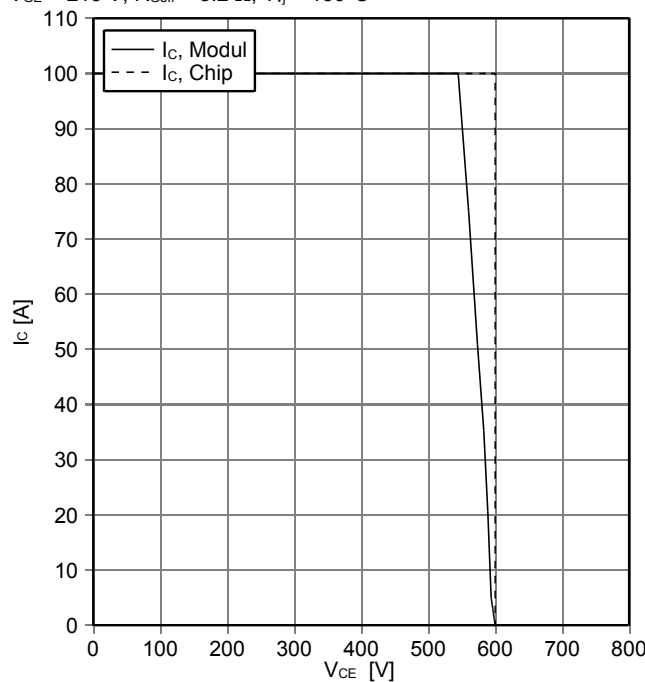
Transienter Wärmewiderstand IGBT, Wechselrichter
transient thermal impedance IGBT, Inverter

$Z_{thJH} = f(t)$



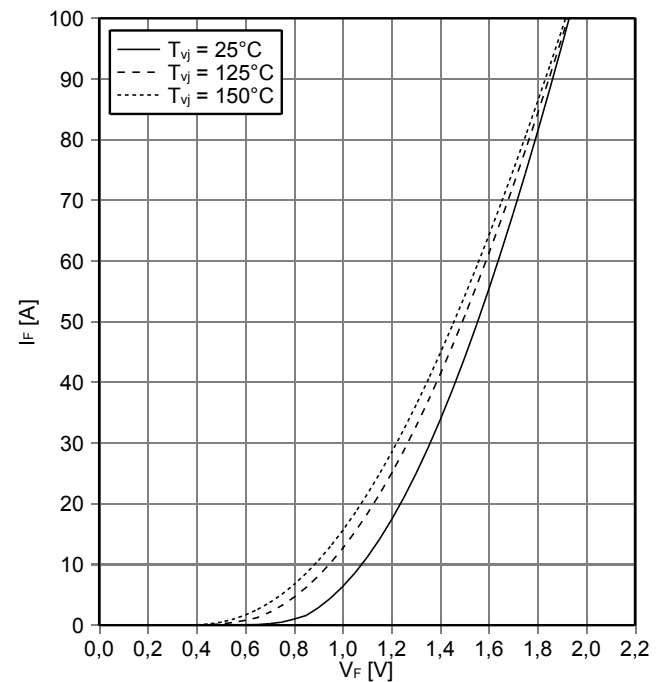
Sicherer Rückwärts-Arbeitsbereich IGBT, Wechselrichter (RBSOA)
reverse bias safe operating area IGBT, Inverter (RBSOA)

$I_C = f(V_{CE})$
 $V_{GE} = \pm 15 V, R_{Goff} = 8.2 \Omega, T_{vj} = 150^\circ C$



Durchlasskennlinie der Diode, Wechselrichter (typisch)
forward characteristic of Diode, Inverter (typical)

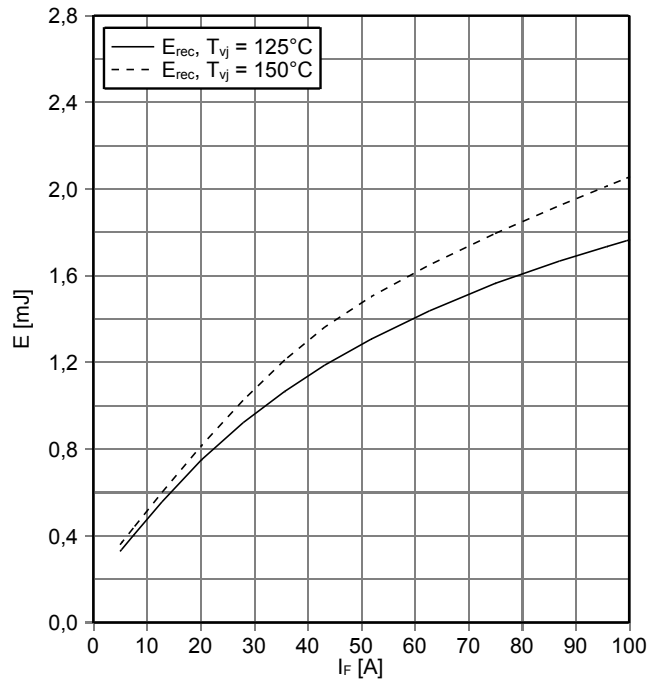
$I_F = f(V_F)$



prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1

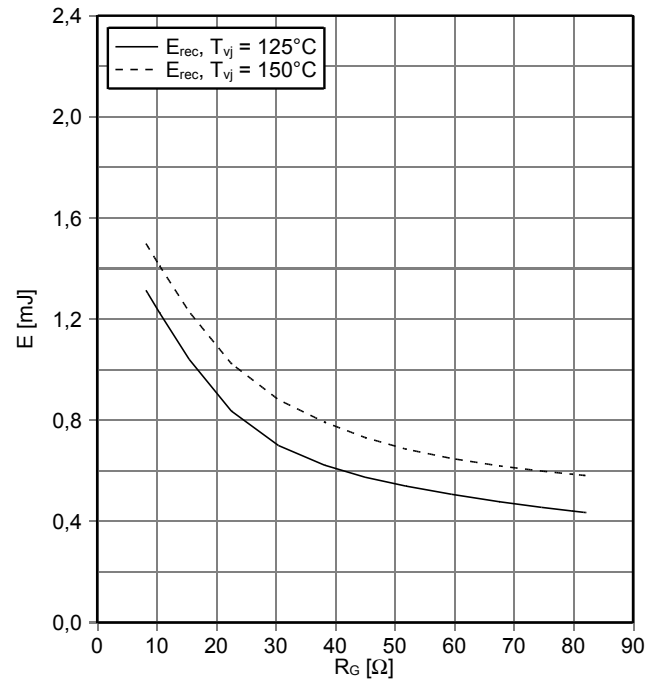
Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

$E_{rec} = f(I_F)$
 $R_{Gon} = 8.2 \Omega, V_{CE} = 300 V$



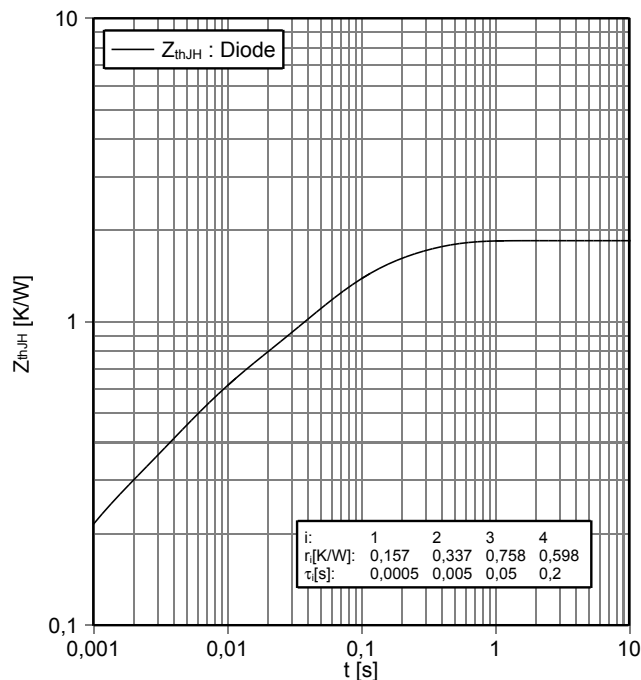
Schaltverluste Diode, Wechselrichter (typisch)
switching losses Diode, Inverter (typical)

$E_{rec} = f(R_G)$
 $I_F = 50 A, V_{CE} = 300 V$



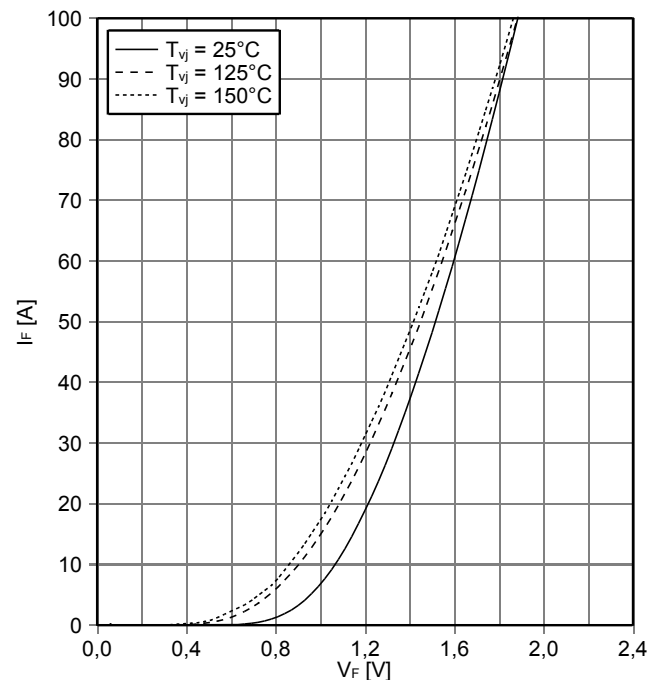
Transienter Wärmewiderstand Diode, Wechselrichter
transient thermal impedance Diode, Inverter

$Z_{thJH} = f(t)$



Durchlasskennlinie der Diode, D5-D6 (typisch)
forward characteristic of Diode, D5-D6 (typical)

$I_F = f(V_F)$

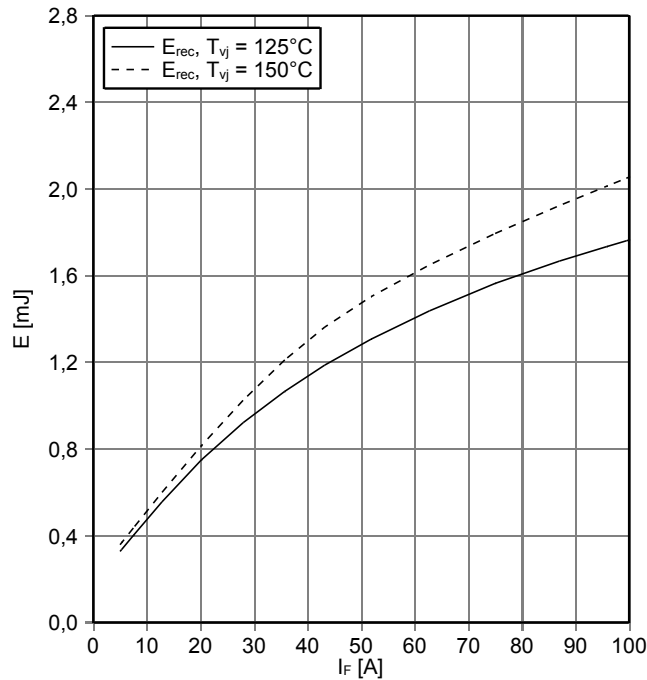


prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



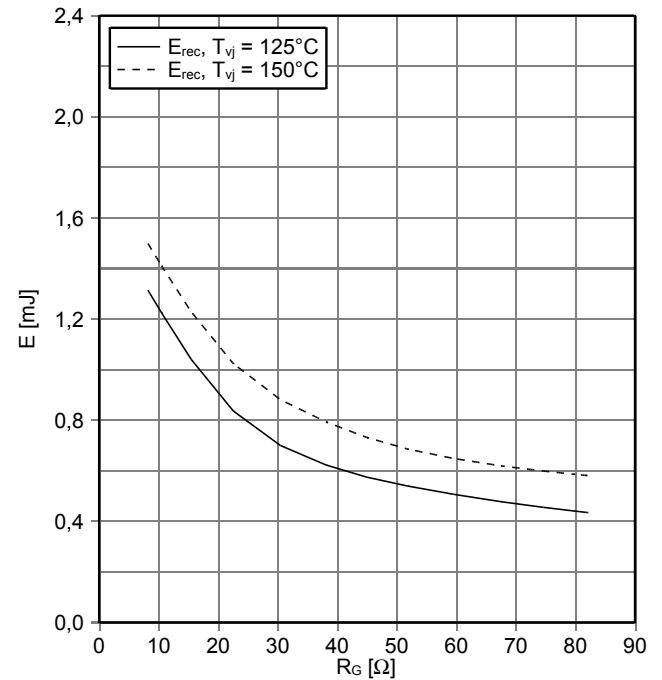
Schaltverluste Diode, D5-D6 (typisch)
switching losses Diode, D5-D6 (typical)

$E_{rec} = f(I_F)$
 $R_{Gon} = 8.2 \Omega, V_{CE} = 300 V$



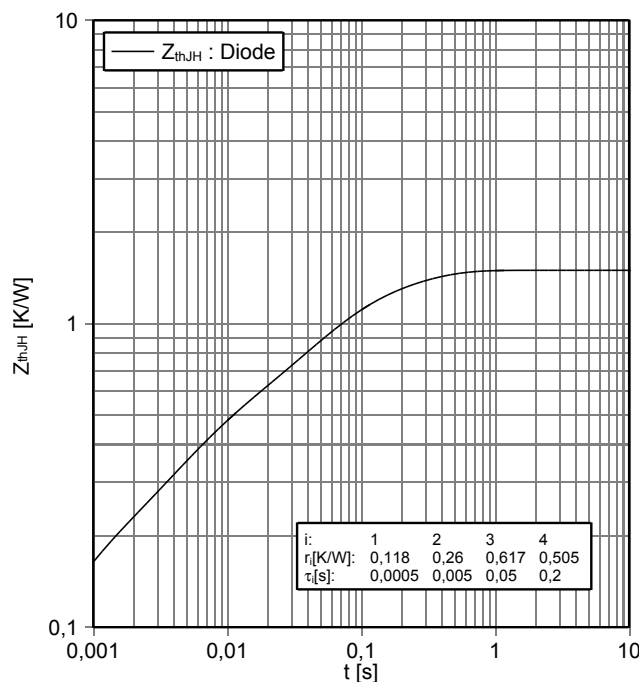
Schaltverluste Diode, D5-D6 (typisch)
switching losses Diode, D5-D6 (typical)

$E_{rec} = f(R_G)$
 $I_F = 50 A, V_{CE} = 300 V$



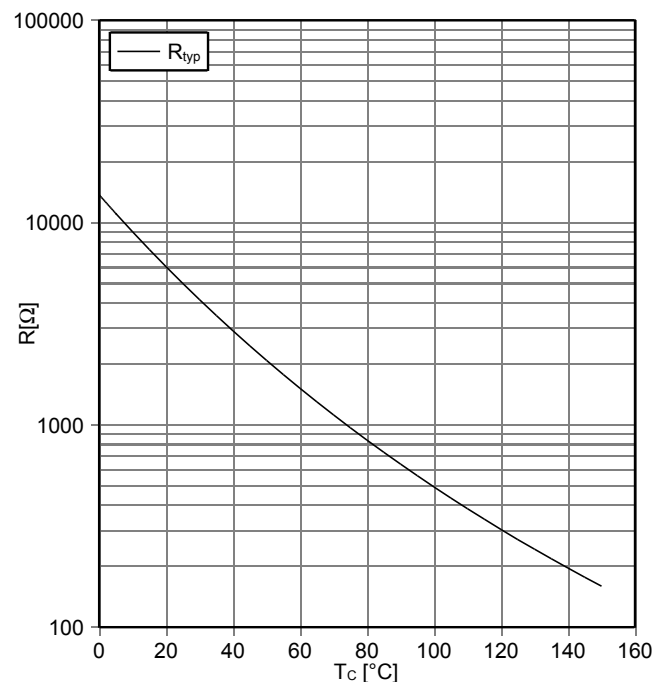
Transienter Wärmewiderstand Diode, D5-D6
transient thermal impedance Diode, D5-D6

$Z_{thJH} = f(t)$



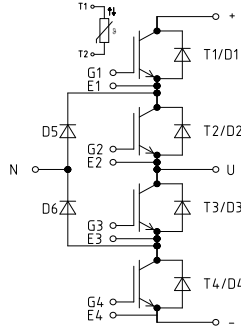
NTC-Widerstand-Temperaturkennlinie (typisch)
NTC-Thermistor-temperature characteristic (typical)

$R = f(T)$

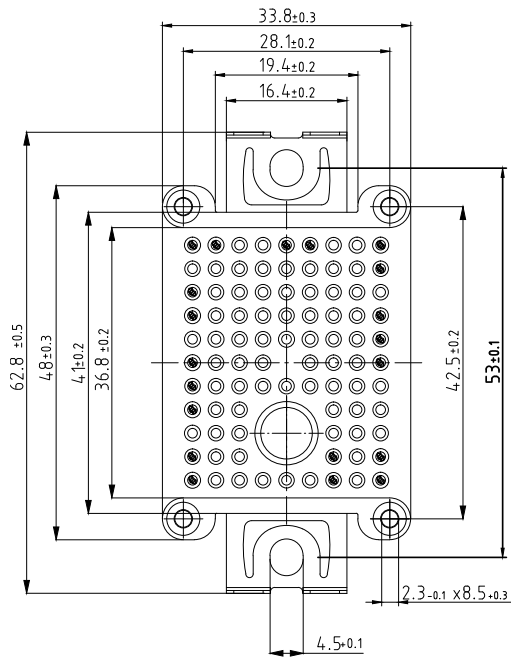
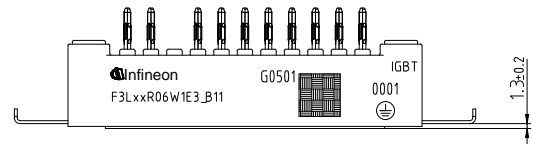
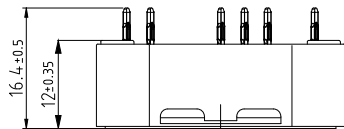


prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1

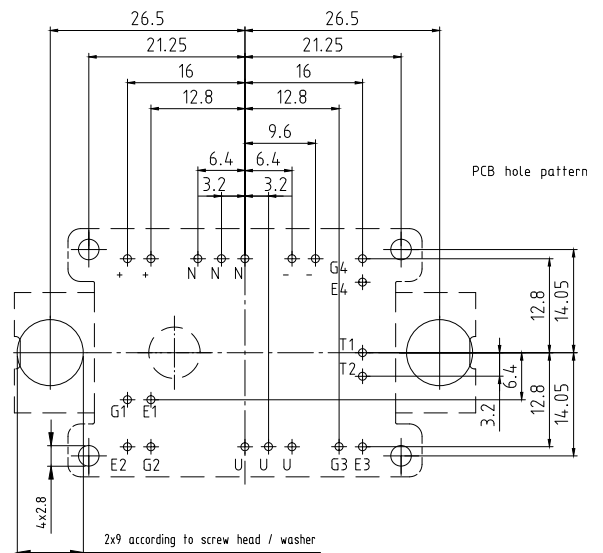
Schaltplan / circuit_diagram_headline



Gehäuseabmessungen / package outlines



- Pin-Grid 3.2mm
- Tolerance of PCB hole pattern $\varnothing \pm 0.1$
- Hole specification for contacts see AN 2009-01:
Diameters of drill $\varnothing 1.15$ mm
and copper thickness in hole 25-50 μ m



prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1



Nutzungsbedingungen

Die in diesem Produktdatenblatt enthaltenen Daten sind ausschließlich für technisch geschultes Fachpersonal bestimmt. Die Beurteilung der Eignung dieses Produktes für Ihre Anwendung sowie die Beurteilung der Vollständigkeit der bereitgestellten Produktdaten für diese Anwendung obliegt Ihnen bzw. Ihren technischen Abteilungen.

In diesem Produktdatenblatt werden diejenigen Merkmale beschrieben, für die wir eine liefervertragliche Gewährleistung übernehmen. Eine solche Gewährleistung richtet sich ausschließlich nach Maßgabe der im jeweiligen Liefervertrag enthaltenen Bestimmungen. Garantien jeglicher Art werden für das Produkt und dessen Eigenschaften keinesfalls übernommen. Die Angaben in den gültigen Anwendungs- und Montagehinweisen des Moduls sind zu beachten.

Sollten Sie von uns Produktinformationen benötigen, die über den Inhalt dieses Produktdatenblatts hinausgehen und insbesondere eine spezifische Verwendung und den Einsatz dieses Produktes betreffen, setzen Sie sich bitte mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung (siehe www.infineon.com, Vertrieb&Kontakt). Für Interessenten halten wir Application Notes bereit.

Aufgrund der technischen Anforderungen könnte unser Produkt gesundheitsgefährdende Substanzen enthalten. Bei Rückfragen zu den in diesem Produkt jeweils enthaltenen Substanzen setzen Sie sich bitte ebenfalls mit dem für Sie zuständigen Vertriebsbüro in Verbindung.

Sollten Sie beabsichtigen, das Produkt in Anwendungen der Luftfahrt, in gesundheits- oder lebensgefährdenden oder lebenserhaltenden Anwendungsbereichen einzusetzen, bitten wir um Mitteilung. Wir weisen darauf hin, dass wir für diese Fälle

- die gemeinsame Durchführung eines Risiko- und Qualitätsassessments;
- den Abschluss von speziellen Qualitätssicherungsvereinbarungen;
- die gemeinsame Einführung von Maßnahmen zu einer laufenden Produktbeobachtung dringend empfehlen und gegebenenfalls die Belieferung von der Umsetzung solcher Maßnahmen abhängig machen.

Soweit erforderlich, bitten wir Sie, entsprechende Hinweise an Ihre Kunden zu geben.

Inhaltliche Änderungen dieses Produktdatenblatts bleiben vorbehalten.

Terms & Conditions of usage

The data contained in this product data sheet is exclusively intended for technically trained staff. You and your technical departments will have to evaluate the suitability of the product for the intended application and the completeness of the product data with respect to such application.

This product data sheet is describing the characteristics of this product for which a warranty is granted. Any such warranty is granted exclusively pursuant the terms and conditions of the supply agreement. There will be no guarantee of any kind for the product and its characteristics. The information in the valid application- and assembly notes of the module must be considered.

Should you require product information in excess of the data given in this product data sheet or which concerns the specific application of our product, please contact the sales office, which is responsible for you (see www.infineon.com). For those that are specifically interested we may provide application notes.

Due to technical requirements our product may contain dangerous substances. For information on the types in question please contact the sales office, which is responsible for you.

Should you intend to use the Product in aviation applications, in health or live endangering or life support applications, please notify. Please note, that for any such applications we urgently recommend

- to perform joint Risk and Quality Assessments;
- the conclusion of Quality Agreements;
- to establish joint measures of an ongoing product survey, and that we may make delivery depended on the realization of any such measures.

If and to the extent necessary, please forward equivalent notices to your customers.

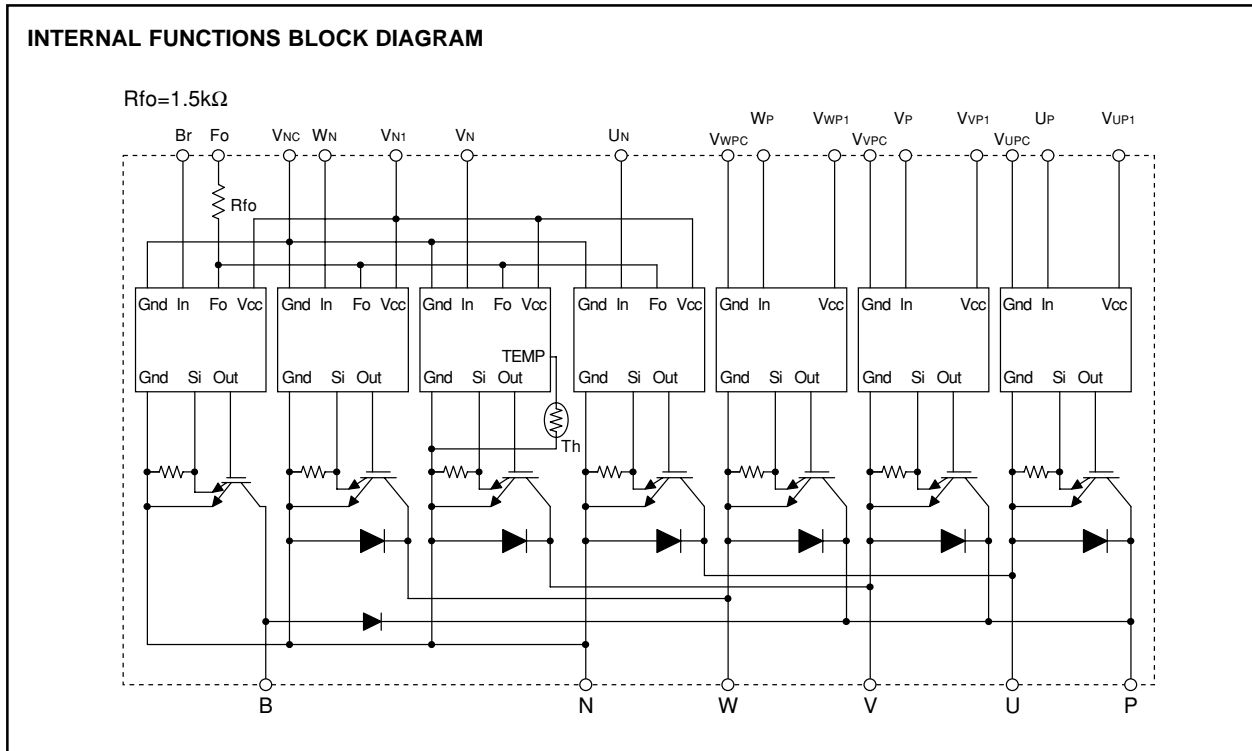
Changes of this product data sheet are reserved.

prepared by: CM	date of publication: 2014-03-13
approved by: AKDA	revision: 3.1

PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

INTERNAL FUNCTIONS BLOCK DIAGRAM



MAXIMUM RATINGS (T_j = 25°C, unless otherwise noted)

INVERTER PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V _{CES}	Collector-Emitter Voltage	V _D = 15V, V _{CIN} = 15V	1200	V
±I _C	Collector Current	T _C = 25°C	75	A
±I _{CP}	Collector Current (Peak)	T _C = 25°C	150	A
P _C	Collector Dissipation	T _C = 25°C	416	W
T _j	Junction Temperature		-20 ~ +150	°C

BRAKE PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V _{CES}	Collector-Emitter Voltage	V _D = 15V, V _{CIN} = 15V	1200	V
I _C	Collector Current	T _C = 25°C	25	A
I _{CP}	Collector Current (Peak)	T _C = 25°C	50	A
P _C	Collector Dissipation	T _C = 25°C	290	W
V _{R(DC)}	FWDi Rated DC Reverse Voltage	T _C = 25°C	1200	V
I _F	FWDi Forward Current	T _C = 25°C	25	A
T _j	Junction Temperature		-20 ~ +150	°C

CONTROL PART

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V _D	Supply Voltage	Applied between : V _{UP1} -V _{U1PC} V _{VP1} -V _{V1PC} , V _{WP1} -V _{W1PC} , V _{N1} -V _{N1C}	20	V
V _{CIN}	Input Voltage	Applied between : U _P -V _{U1PC} , V _P -V _{V1PC} W _P -V _{W1PC} , U _N -V _{N1C} , W _N -V _{N1C} , B _r -V _{N1C}	20	V
V _{FO}	Fault Output Supply Voltage	Applied between : F _O -V _{N1C}	20	V
I _{FO}	Fault Output Current	Sink current at F _O terminal	20	mA

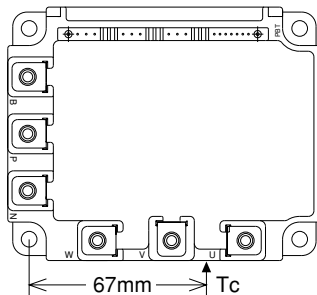
PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

TOTAL SYSTEM

Symbol	Parameter	Condition	Ratings	Unit
V _{CC(Prot)}	Supply Voltage Protected by OC & SC	V _D = 13.5 ~ 16.5V, Inverter Part, T _j = 125°C Start	800	V
V _{CC(surge)}	Supply Voltage (Surge)	Applied between : P-N, Surge value or without switching	1000	V
T _c	Module Case Operating Temperature	(Note-1)	-20 ~ +100	°C
T _{stg}	Storage Temperature		-40 ~ +125	°C
V _{iso}	Isolation Voltage	60Hz, Sinusoidal, Charged part to Base, AC 1 min.	2500	V _{rms}

(Note-1) T_c measurement point is as shown below. (Base plate depth 3mm)



THERMAL RESISTANCES

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
R _{th(j-c)Q}	Junction to case Thermal Resistances	Inverter IGBT part (per 1 element), (Note-1)	—	—	0.30	°C/W
R _{th(j-c)F}		Inverter FWDi part (per 1 element), (Note-1)	—	—	0.47	
R _{th(j-c)Q}		Brake IGBT part (Note-1)	—	—	0.43	
R _{th(j-c)F}		Brake FWDi part (Note-1)	—	—	1.0	
R _{th(j-c')Q}		Inverter IGBT part (per 1 element), (Note-2)	—	—	0.17	
R _{th(j-c')F}		Inverter FWDi part (per 1 element), (Note-2)	—	—	0.27	
R _{th(j-c')Q}		Brake IGBT part (Note-2)	—	—	0.30	
R _{th(j-c')F}		Brake FWDi part (Note-2)	—	—	0.64	
R _{th(c-f)}	Contact Thermal Resistance	Case to fin, Thermal grease applied (per 1 module)	—	—	0.027	

(Note-2) T_c measurement point is just under the chips.
If you use this value, R_{th(f-a)} should be measured just under the chips.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_j = 25°C, unless otherwise noted)

INVERTER PART

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V _{CE(sat)}	Collector-Emitter Saturation Voltage	V _D = 15V, I _C = 75A V _{CIN} = 0V, Pulsed (Fig. 1)	—	2.4	3.2	V
V _{EC}	FWDi Forward Voltage	-I _C = 75A, V _D = 15V, V _{CIN} = 15V (Fig. 2)	—	2.5	3.5	
t _{on}	Switching Time	V _D = 15V, V _{CIN} = 15V↔0V V _{CC} = 600V, I _C = 75A T _j = 125°C Inductive Load (upper and lower arm) (Fig. 3)	0.5	1.0	2.5	μs
t _{tr}			—	0.15	0.3	
t _{c(on)}			—	0.4	1.0	
t _{off}			—	2.5	3.5	
t _{c(off)}			—	0.7	1.2	
I _{CES}	Collector-Emitter Cutoff Current	V _{CE} = V _{CES} , V _{CIN} = 15V (Fig. 4)	—	—	1	mA
			—	—	10	

PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

BRAKE PART

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
V _{CE(sat)}	Collector-Emitter Saturation Voltage	V _D = 15V, I _C = 25A V _{CIN} = 0V, Pulsed (Fig. 1)	T _J = 25°C	—	2.8	3.8	V
			T _J = 125°C	—	2.5	3.5	
V _{FM}	FWDI Forward Voltage	I _F = 25A (Fig. 2)	—	2.5	3.5	V	
I _{CES}	Collector-Emitter Cutoff Current	V _{CE} = V _{CES} , V _{CIN} = 15V (Fig. 4)	T _J = 25°C	—	—	1	mA
			T _J = 125°C	—	—	10	

CONTROL PART

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
I _D	Circuit Current	V _D = 15V, V _{CIN} = 15V	V _{N1} -V _N C	—	60	82	mA
			V _{XP1} -V _{XPC}	—	15	20	
V _{th(on)}	Input ON Threshold Voltage	Applied between : UP-VUPC, VP-VVPC, WP-VWPC	1.2	1.5	1.8	V	
V _{th(off)}	Input OFF Threshold Voltage	UN • VN • WN • Br-VNC	1.7	2.0	2.3		
OC	Over Current Trip Level	Inverter part V _D = 15V (Fig. 5,6)	T _J = 25°C	156	238	—	A
			T _J = 125°C	105	—	—	
		Break part -20 ≤ T _J ≤ 125°C, V _D = 15V (Fig. 5,6)	37	—	—		
SC	Short Circuit Trip Level	-20 ≤ T _J ≤ 125°C, V _D = 15V (Fig. 5,6)	Inverter part	—	250	—	A
			Brake part	—	125	—	
t _{off(OC)}	Over Current Delay Time	V _D = 15V (Fig. 5,6)	—	10	—	μs	
OT	Over Temperature Protection	Base-plate Temperature detection, V _D = 15V	Trip level	111	118	125	°C
			Reset level	—	100	—	
UV	Supply Circuit Under-Voltage Protection	-20 ≤ T _J ≤ 125°C	Trip level	11.5	12.0	12.5	V
UV _r			Reset level	—	12.5	—	
I _{FO(H)}	Fault Output Current	V _D = 15V, V _{FO} = 15V (Note-3)	—	—	0.01	mA	
I _{FO(L)}			—	10	15		
t _{FO}	Minimum Fault Output Pulse Width	V _D = 15V (Note-3)	1.0	1.8	—	ms	

(Note-3) Fault output is given only when the internal OC, SC, OT & UV protection.

Fault output of OT protection operate by lower arm.

Fault output of OC, SC protection given pulse.

Fault output of OT, UV protection given pulse while over level.

MECHANICAL RATINGS AND CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
—	Mounting torque	Main terminal screw : M5	2.5	3.0	3.5	N • m
—	Mounting torque	Mounting part screw : M5	2.5	3.0	3.5	N • m
—	Weight	—	—	560	—	g

RECOMMENDED CONDITIONS FOR USE

Symbol	Parameter	Test Condition	Recommended value	Unit
V _{CC}	Supply Voltage	Applied across P-N terminals	≤ 800	V
V _D	Control Supply Voltage	Applied between : VUP1-VUPC, VVP1-VVPC VWP1-VWPC, VN1-VNC (Note-4)	15 ± 1.5	V
V _{CIN(on)}	Input ON Voltage	Applied between : UP-VUPC, VP-VVPC, WP-VWPC UN • VN • WN • Br-VNC	≤ 0.8	V
V _{CIN(off)}	Input OFF Voltage		≥ 4.0	
f _{PWM}	PWM Input Frequency	Using Application Circuit input signal of IPM, 3φ sinusoidal PWM VVVF inverter (Fig. 8)	≤ 20	kHz
t _{dead}	Arm Shoot-through Blocking Time	For IPM's each input signals (Fig. 7)	≥ 3.0	μs

(Note-4) Allowable Ripple rating of Control Voltage : dv/dt ≤ ±5V/μs, 2V_{p-p}

PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

PRECAUTIONS FOR TESTING

1. Before applying any control supply voltage (V_D), the input terminals should be pulled up by resistors, etc. to their corresponding supply voltage and each input signal should be kept off state.
After this, the specified ON and OFF level setting for each input signal should be done.
2. When performing "OC" and "SC" tests, the turn-off surge voltage spike at the corresponding protection operation should not be allowed to rise above V_{CES} rating of the device.
(These test should not be done by using a curve tracer or its equivalent.)

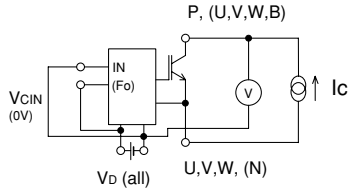


Fig. 1 $V_{CE(sat)}$ Test

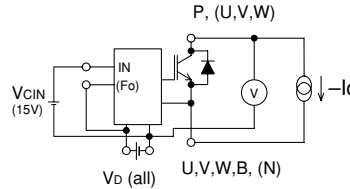
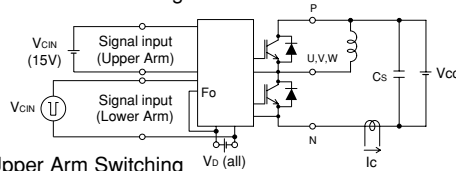


Fig. 2 V_{EC} , (V_{FM}) Test

a) Lower Arm Switching



b) Upper Arm Switching

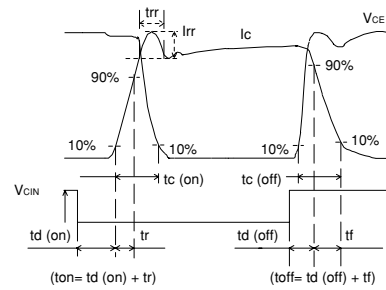
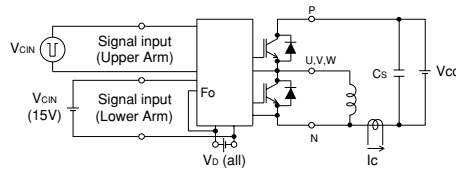


Fig. 3 Switching time Test circuit and waveform

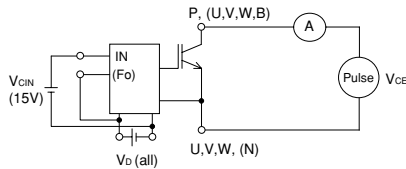


Fig. 4 I_{CES} Test

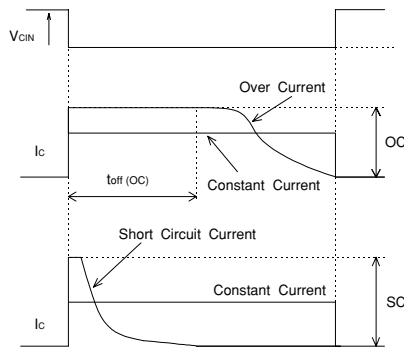


Fig. 6 OC and SC Test waveform

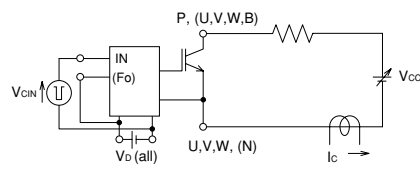


Fig. 5 OC and SC Test

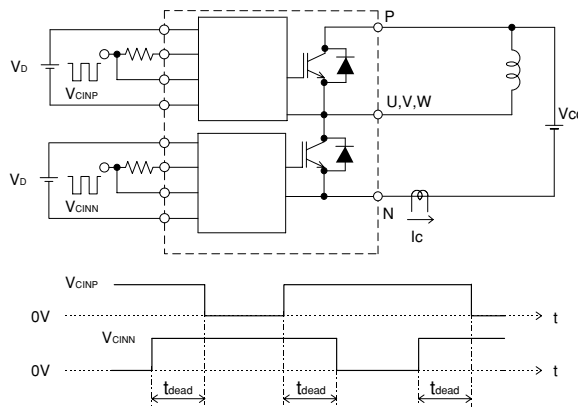


Fig. 7 Dead time measurement point example

PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

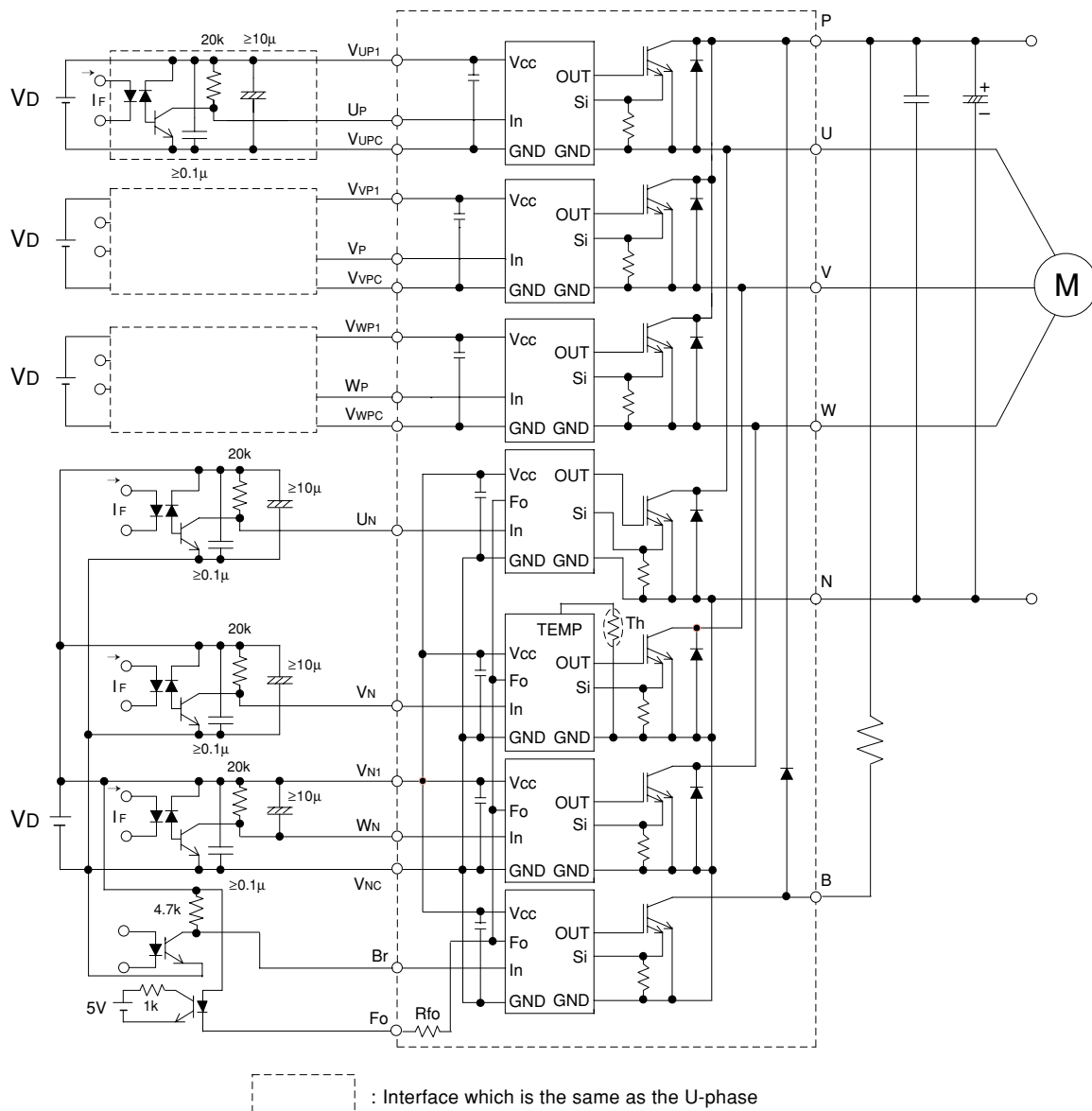


Fig. 8 Application Example Circuit

NOTES FOR STABLE AND SAFE OPERATION ;

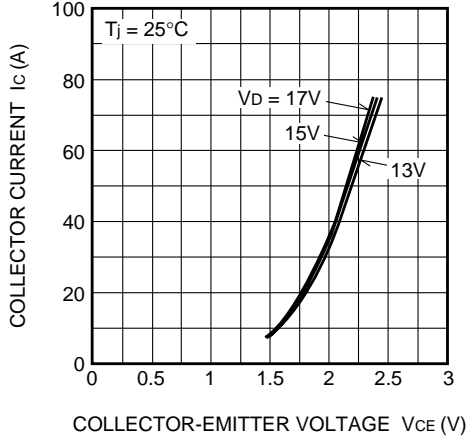
- Design the PCB pattern to minimize wiring length between opto-coupler and IPM's input terminal, and also to minimize the stray capacity between the input and output wirings of opto-coupler.
- Quick opto-couplers : TPLH, TPLH ≤ 0.8μs. Use High CMR type. The line between opto-coupler and intelligent module should be shortened as much as possible to minimize the floating capacitance.
- Slow switching opto-coupler : recommend to use at CTR = 100 ~ 200%, Input current = 8 ~ 10mA, to work in active.
- Use 4 isolated control power supplies (VD). Also, care should be taken to minimize the instantaneous voltage charge of the power supply.
- Make inductance of DC bus line as small as possible, and minimize surge voltage using snubber capacitor between P and N terminal.
- Use line noise filter capacitor (ex. 4.7nF) between each input AC line and ground to reject common-mode noise from AC line and improve noise immunity of the system.

PM75RSE120

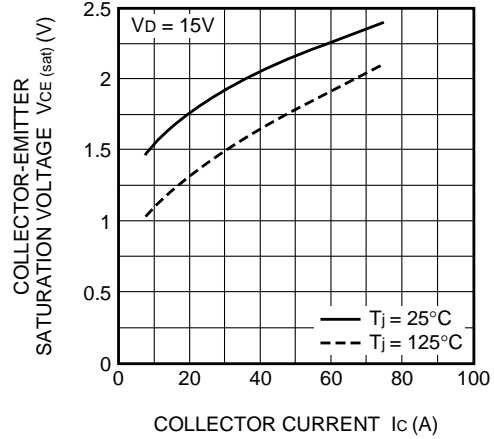
FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

PERFORMANCE CURVES (Inverter Part)

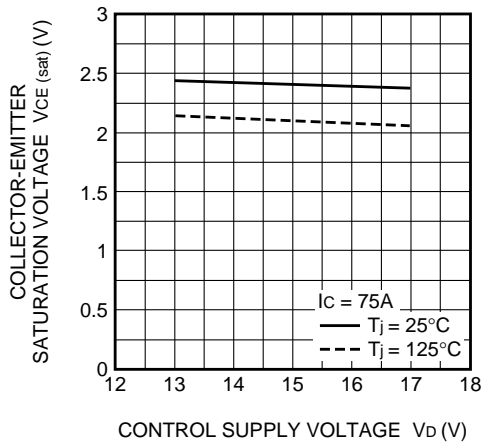
OUTPUT CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



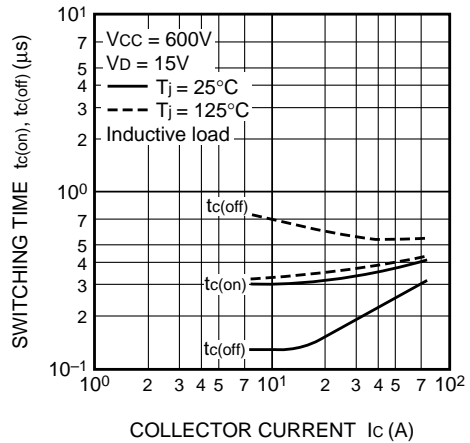
COLLECTOR-EMITTER SATURATION
VOLTAGE (VS. I_c) CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



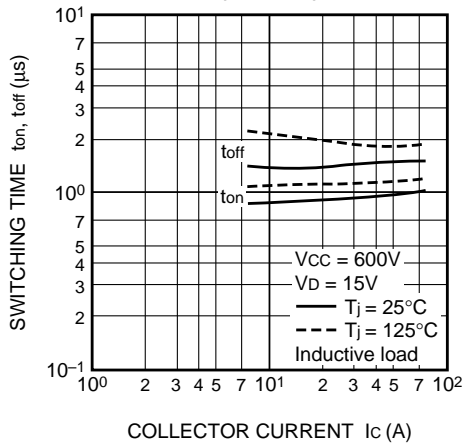
COLLECTOR-EMITTER SATURATION
VOLTAGE (VS. V_b) CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



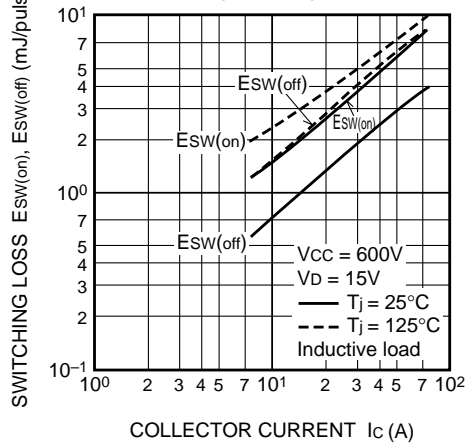
SWITCHING TIME CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



SWITCHING TIME CHARACTERISTICS
(TYPICAL)

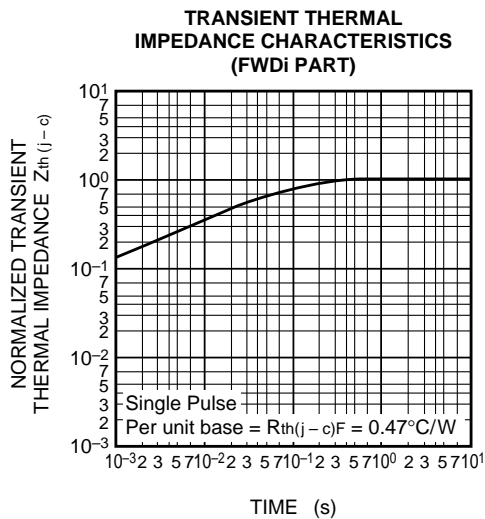
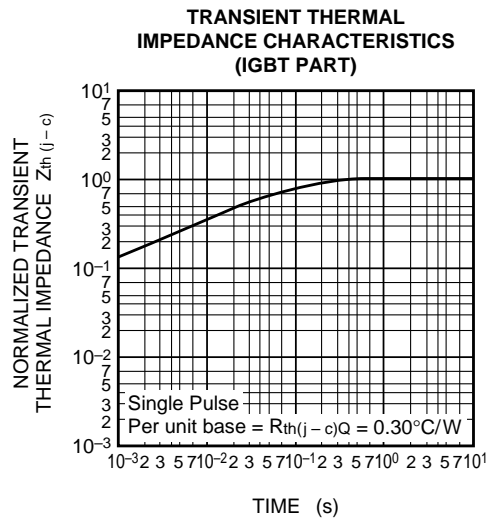
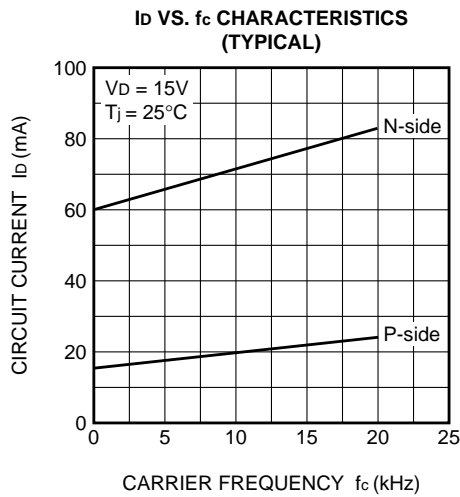
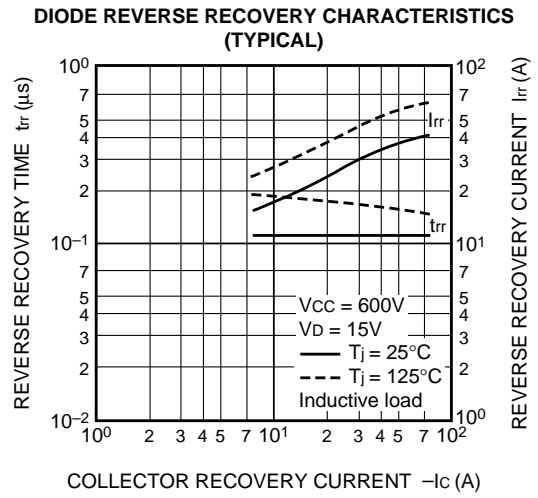
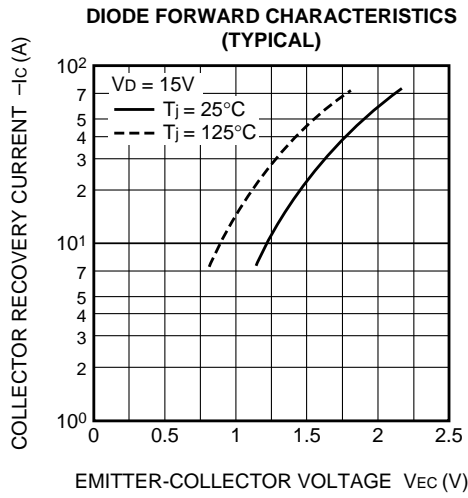


SWITCHING LOSS CHARACTERISTICS
(TYPICAL)



PM75RSE120

FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

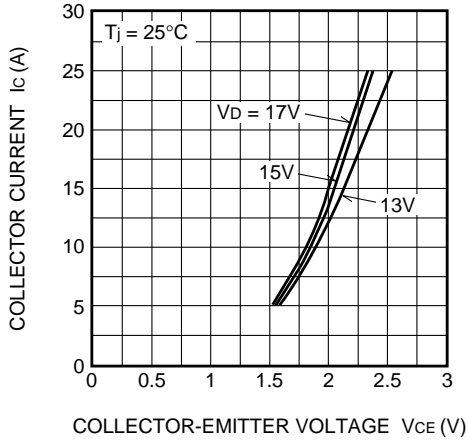


PM75RSE120

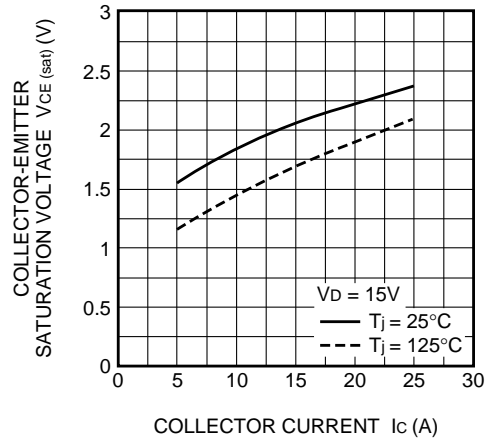
FLAT-BASE TYPE
INSULATED PACKAGE

PERFORMANCE CURVES (Brake Part)

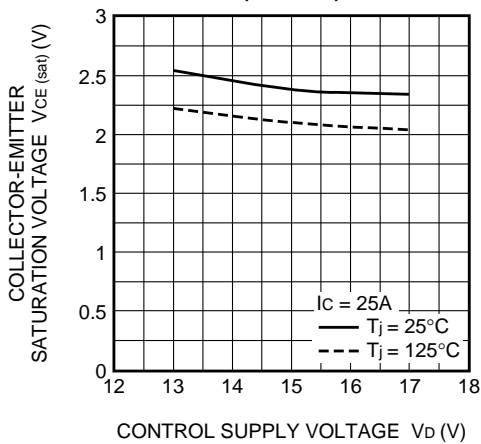
OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



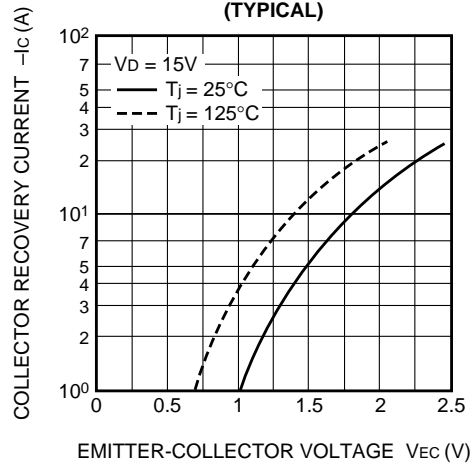
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE (VS. I_c) CHARACTERISTICS (TYPICAL)



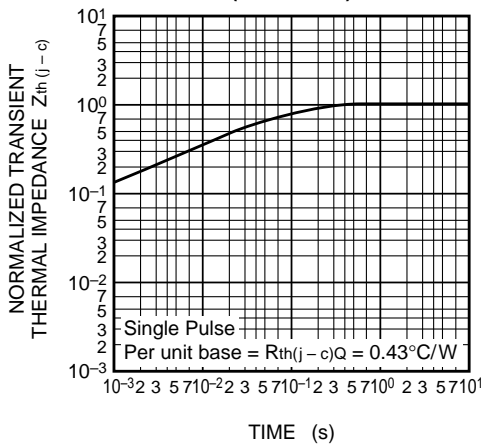
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE (VS. V_D) CHARACTERISTICS (TYPICAL)



DIODE FORWARD CHARACTERISTICS (TYPICAL)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (IGBT PART)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (FWDi PART)

