RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



#### FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

#### THÈSE DE DOCTORAT

SPÉCIALITÉ : ÉLECTROTECHNIQUE

Présentée par

#### ABDELLAOUI Hassina épouse: KHIMECHE

Sujet :

#### AMÉLIORATION DES PERFORMANCES DES CONVERTISSEURS ÉLECTROMÉCANIQUES BASÉS SUR LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS.

Soutenue le 29/06/2020 devant le jury d'examen composé de :

Président	Hamid SEDDIKI	Professeur, UMM, Tizi-Ouzou
Rapporteur	Kaci GHEDAMSI	Professeur, UAM, Bejaia
Examinateurs	Ali BECHOUCHE	Maître de Conférences A, UMM, Tizi-Ouzou
	Kassa IDJDAREN	Professeur, UAM, Bejaia
	Nabil TAIB	Maître de Conférences A, UAM, Bejaia

Directeur de thèse : Pr. Kaci GHEDAMSI, Université Abderrahmane Mira de Bejaia.

### Remerciements

Ce travail a été effectué sous la direction de Monsieur **Kaci GHEDAMSI**, professeur à l'université Abderrahmane Mira de Bejaia (U.A.M.B). Je tiens à le remercier pour sa rigueur scientifique et ses qualités humaines. Je suis également profondément reconnaissante envers lui pour la confiance qu'il m'a accordée en acceptant de diriger ce travail, pour ses multiples conseils et pour toutes les heures qu'il a consacrées à diriger cette recherche. Sa disponibilité, ses conseils et ses encouragements durant de longues années m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Je remercie Monsieur **Hamid SEDDIKI**, Professeur à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (U.M.M.T.O), d'avoir accepté de juger ce travail et de présider le jury de soutenance de cette thèse.

J'adresse mes remerciements à Monsieur Ali BECHOUCHE, Maître de Conférences à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou (U.M.M.T.O), pour son aide, ses encouragements et pour avoir accepté d'examiner ce travail et de faire partie du jury.

Que Monsieur **Kassa IDJDAREN**, Professeur à l'université Abderrahmane Mira de Bejaia (U.A.M.B), trouve ici l'expression de mes plus vifs remerciements pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je tiens également à remercier Monsieur **Nabil TAIB**, Maître de Conférences à l'université Abderrahmane Mira de Bejaia (U.A.M.B), pour avoir accepté de nous consacrer un peu de temps de son activité scientifique en participant à ce jury.

Mes remerciements vont également à Monsieur Amar MECHAREK, pour le temps qu'il a consacré à lire attentivement cette thèse. Il a apporté un point de vue et un raisonnement qui m'ont beaucoup aidé dans mes travaux.

Que tous mes collègues d'Electro-Industries d'Azazga, trouvent ici mes sincères sentiments de reconnaissance, en particulier M<sup>elle</sup> MEHIDI El-Kaissa, M<sup>me</sup> TOUGAOUA Nouria, M<sup>me</sup> BELKECEM Lamia et M<sup>r</sup> BENNADJI. S, pour leurs conseils, leur soutien moral et leurs encouragements durant ce travail.

Je voudrais également remercier mes frères et sœurs qui m'ont toujours soutenu, encouragé et conseillé durant toutes ces longues années d'études.

J'adresse mes plus profondes affectations à mes parents qui sont les premiers artisans de cette réussite. Mes remerciements vont également à mon époux pour ses encouragements et sacrifices décisifs pour avoir maintenu la motivation nécessaire dans la finalisation de ce travail de thèse. A la fin, je remercie toute ma famille et ma belle famille.

À mes parents À mon époux À mes frères et sœurs À toute ma famille et ma belle famille

# Sommaire

#### Table des matières

Remerciements	
Table des matières	I
Liste des symboles	IV
Acronymes	VII
Introduction générale	1
Chapitre I : Etat de l'art de la structure de la MSAP et les domaines d'application	
I.1. Introduction	4
I.2. Les aimants permanents	4
I.3. Les rotors de la machine à aimants permanents	8
I.3.1. Aimants montés en surface	8
I.3.2. MSAP avec saillance et aimants en surface	8
I.3.3. MSAP avec saillance et aimants à concentration de flux	9
I.3.4. Aimants enterrés	9
I.4. Avantages de la MSAP	10
I.5. Inconvénients de la MSAP	10
I.6. Domaines d'application de la MSAP	10
I.6.1. Applications aux petites puissances	11
I.6.2. Applications aux moyennes puissances	12
I.6.3. Applications aux grandes puissances	13
I.7. Autopilotage de la MSAP	14
I.8. Structure d'alimentation de la MSAP	15
I.8.1. Alimentation par commutateur de courant	15
I.8.2. Alimentation par onduleur de tension	17
I.9. Conclusion	19
Chapitre II: Optimisation d'un système d'entrainement à base d'une MSAP via l'alimen	itation
II.1. Introduction	20
II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	20
II.2.1. Equations magnétiques	22
II.2.2. Equations électriques	23
II.2.1. Equations mécanique	24
II.3. La commande vectorielle	26
II.3.1. Principe de la commande vectorielle	27

II.3.2. Découplage	.28
II.4. Commande linéaire de la vitesse de la MSAP	.29
II.4.1. Contrôle des courants de la vitesse de la MSAP	.29
II.5. Modélisation de l'onduleur NPC à n-niveaux	.30
II.5.1. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux	.34
II.6. Modélisation du redresseur à commande MLI et le réseau	36
II.6.1. Modélisation du réseau	36
II.6.2. Modélisation du pont redresseur	37
II.6.3. Principe de commande du redresseur MLI	38
II.6.4. PLL pour racordement du redresseur MLI au réseau lectrique	.41
II.7. Résultats de simulation du redresseur MLI	.41
II.7.1. Avec variation de la référence de <i>v</i> <sub>dc</sub>	.41
II.7.2. Avec variation de la charge	.43
II.8. Résultats de simulation du système	44
II.8.1. Résultats de simulation du système sans défauts	.45
II.8.2. Résultats de simulation du système avec défaillance d'un semi conducteur	.46
II.8.3. Taux de distorsion harmonique (THD)	.48
II.9. Conclusion	.49
Chapitre III : Commande non linéaire de la machine synchrone à aimants permanents	
III.1. Introduction	50
III.2. Commande non-linéaire par mode glissant	50
III.3. Principe de la commande à structure variable par mode glissant	.51
III.3.1. Définition des systèmes non linéaire	51
III.3.2. Conception de la commande par mode de glissement	.53
III.3.3. Choix de la surface de glissement	53
III.3.4. Conditions de convergence	.54
III.3.5. Détermination de la loi de commande	.55
III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP	56
III.5. Résultats de simulation et interprétation	59
III.6. Commande non-linéaire par logique floue	.61

III.6.1.Historique	61
III.6.2. Principe et définition de la logique floue	62
III.6.3. Constitution d'un contrôleur floue	63
III.7. Commande de la vitesse de la MSAP par un régulateur logique floue	
III.8. Résultats de simulation et interprétation	65
III.8.1. Etude comparative entre la commande par mode de glissement et logique	floue
pour l'asservissement de la vitesse de la MSAP	66
III.9. Conclusion	67
Chapitre IV : Etude de cas : Application au véhicule électrique hybride	
IV.1. Introduction	68
IV.2 Le système étudié	68
IV.3 Modélisation de la source d'énergie hybride	69
IV.3.1 Modélisation de la pile à combustible	69
IV.3.2 Modélisation du supercondensateur	
IV.4 Modélisation des hacheurs	77
IV.5 Modélisation du véhicule	
IV.6 Dimensionnement des sources d'énergie du véhicule	81
IV.6.1 Dimensionnement de la pile à combustible	
IV.6.2 Dimensionnement du pack de supercondensateurs	82
IV.6.3 Dimensionnement des éléments des convertisseurs DC/DC	83
IV.6.3.a Dimensionnement du hacheur connecté à la pile à combustible	
IV.6.3.b Dimensionnement du hacheur connecté au supercondensateur	module de
IV.7 Contrôle de la source hybride	
IV.8 Gestion d'énergie du système en utilisant la logique floue	
IV.8.1. Mise en œuvre du système flou	
IV.9 Résultats de simulation et interprétation	91
IV.10 Conclusion	93
Conclusion générale	95
Annexes	98
Bibliographie	104
Publications du doctorant	113

### Liste des symboles

$B_r$	Induction rémanente (T).
$H_{cb}$	Champ coercitif (A/m).
$\psi_{sa},\psi_{sb},\psi_{sc}$	Flux des phases statoriques (Wb).
$V_a, V_{b,} V_c$	Tensions des phases statoriques (V).
$R_s$	Résistance d'une phase statorique $(\Omega)$ .
$i_a, i_b, i_c$	Courants des phases statoriques (A).
$L_s$	Inductances statoriques (H).
$L_{aa}$ , $L_{bb}$ , $L_{cc}$ ,	Inductances propres des enroulements statoriques (H).
$\psi_f$	Flux crée par l'aimant permanent (Wb).
$\psi_m$	Amplitude maximale du flux de l'aimant permanent (Wb).
$\theta_r$ , $\theta_m$	Angle électrique et mécanique (rad).
$L_a$	Inductance de fuite (H).
Laao	Inductance de magnétisation (H)
L <sub>aa2</sub>	Amplitude de premier harmonique de l'inductance propre (H).
$C_{em}$ :	Couple électromagnétique (N.m).
arOmega	Vitesse angulaire mécanique du rotor (rad/s).
$V_d, V_q$	Tensions dans les axes d et q (V).
$I_d, I_q$	Courants dans les axes d et q (V).
$L_d, L_q$	Inductances dans les axes d et q (H).
P	Nombre de paire de pôles.
J	Moment d'inertie total sur l'arbre de la machine (kg.m <sup>2</sup> ).
f	Coefficient du frottement visqueux (N.m.s ).
$C_r$	Couple de charge (N.m).
V <sub>dc</sub>	Tension du bus continu (V).
$f_{rc}$	Fonction de connexion.
r	Signaux de commande des transistors
С	Numéro de ligne.
n	Numéro de colonne.
$T_{rc}$	Signaux de commande des transistors
$U_{m1}, U_{m2}$	Tensions composées modulées (V).
$u_{mc}$	Tension modulée élémentaire (V).
$m_a$	Modulation d'amplitude.
$A_m$	Amplitude de référence.
$A_c$	Amplitude de porteuse.
$m_{f}$	Rapport de fréquence.
$f_m$	Fréquence de référence (Hz).
$f_c$	Fréquence de porteuse (Hz).
$R_r$ :	Résistance du filtre du réseau $(\Omega)$ .

$L_r$	Inductance du filtre du réseau (H)
$e_a, e_b, e_c$	Tensions du réseau (V).
$E_m$	Amplitude de la tension du réseau (V).
ω <sub>res</sub> :	Pulsation du réseau (Hz).
Vab, Vbc, Vca	Tensions simple à l'entrée du redresseur (V).
S <sub>a</sub> , S <sub>b</sub> , S <sub>c</sub>	Signaux de commande de redresseur.
$i_{dc}$	Courant débité par le redresseur (A).
$i_{ch}$	Courant de charge (A).
$ heta_{res}$	Angle des tensions triphasé du réseau (rad).
$ heta_{est}$	Angle estimé des tensions triphasé du réseau (rad).
λ	Constante positive
<i>r</i> :	Degrés de la surface de glissement.
$u_N$	Commande discontinue.
$U_{eq}$	Commande équivalente.
$P_{O2}$	Pression partielle d'oxygène (atm).
Enernst	Potentiel de Nernst.
$P_{H2}$	Pression partielle d'hydrogène (atm).
В	Constante de transfert de masse.
Α	Surface active de la pile (cm <sup>2</sup> ).
l	Epaisseur de la membrane (µm).
$R_M$	Résistance équivalente de la membrane ( $\Omega$ ).
$R_c$	Résistance équivalente de contact ( $\Omega$ ).
$X_{H_2O}^{sat}$	Fraction molaire de saturation.
Pcath	Pression de l'oxygène à la cathode (atm).
ξ1, ξ2, ξ3, ξ4	Coefficients paramétrique de la PAC.
IPAC	Courant de la PAC (A).
$U_{conc}$	Polarisation de concentration (V).
$U_{act}$	Polarisation d'activation (V).
$U_{ohm}$	Polarisation ohmique (V).
Т	Température opératoire absolue de la PAC (°C).
$i_L$	Courant limite (A).
$J_{max}$	Densité de courant de fonctionnement $(A/m^2)$ .
С	Capacitance (F).
V	Tension appliquée (V).
ζ	Constante diélectrique.
$A_{sc}$	Surface du SC ( $cm^2$ ).
W	Energie électrostatique stockée.
$R_{SC}$	Résistance série totale du module SC ( $\Omega$ ).
C <sub>SC</sub>	Capacité totale du module SC (F).
ISC	Courant du SC (A).
$V_{SC}$	Tension du SC (V).
F <sub>trac</sub>	Force de traction du véhicule (N).
$F_{a\acute{e}ro}$	Force aérodynamique (N).

$\rho_{air}$	Masse volumique de l'air (kg.m <sup>3</sup> ).
$S_f$	Surface frontale du véhicule (m <sup>2</sup> ).
$C_x$	Coefficient de trainée du véhicule.
$V_{VEH}$	Vitesse du véhicule (m/s).
Froul	Force de roulement (N).
a,b	Coefficients de résistance au roulement.
8	Accélération de la pesanteur $(m/s^2)$ .
$M_{VEH}$	Masse totale du véhicule en charge (kg).
$F_{frein}$	Force de frein mécanique (N).
$P_{PAC}$	Puissance fournie par la PAC (kW).
$V_{PAC}$	Tension de la pile à combustible.
$I_{PAC}$	Courant de la PAC (A).
N <sub>cell</sub>	Nombre de cellules élémentaires.
$E_{cell}$	Tension par cellule (V).
$t_a$	Temps d'accélération du véhicule (s).
Nélem	Nombre de SC élémentaires.
$N_s$	Nombre d'éléments d'un pack SC placés en série.
$N_p$	Nombre d'éléments d'un pack SC placés en parallèle.
<i>k</i> :	Profondeur de décharge d'un SC.
V <sub>bus</sub>	Tension du bus continu (V).
$\alpha_1$	Rapport cyclique
$IL_1m$	Courant minimum dans l'inductance (A).
$IL_{I}M$	Courant maximum dans l'inductance (A).
$\Delta IL_1$	Ondulation de courant dans l'inductance (A).
$L_{l}$	Valeur de l'inductance de lissage (H).
$C_{bus}$	Valeur du condensateur de filtrage (F).
$I_{Ll}$	Courant dans l'inductance (A).
$V_C m$	Tension minimum aux bornes du condensateur (V).
$V_C M$	Tension maximum aux bornes du condensateur (V).
$\Delta V_{bus}$	Ondulation de tension aux bornes du condensateur (A).

#### Acronymes

- MSAP : Machine synchrone à aimants permanents.
- BLDC : Moteur à courant continu sans balais.
- IPMSM : Moteur synchrone à aimants permanents intérieur.
- AGV : Automotrice à grande vitesse.
- PMBL : Moteur synchrone à aimants permanents sans balais.
- MLI : Modulation de largeur d'impulsion.
- NPC : Diode clampée par le neutre.
- SVM : Modulation sinusoïdale vectorielle.

SVPWM : MLI vectorielle.

SPWM : MLI sinusoïdale.

- VOC : Commande à tension orientée.
- PLL : Boucle à verrouillage de phase.
- THD : Taux de distorsion harmonique.
- VSC : Contrôle à structure variable.

PI : Proportionnel intégral.

- CMG : Commande par mode glissant.
- RLF : Régulateur par logique floue.
- VEH : Véhicule électrique hybride.
- PAC : Pile à combustible.
- SC : Supercondensateur.
- PEMFC : Pile à combustible à membranes échangeuses de protons.
- SOC : Etat de charge.
- NEDC : Nouveau cycle de conduite européen.

## Introduction générale

### **Introduction générale**

L'électricité représente une part en croissance continue de la consommation globale d'énergie et les moteurs électriques s'y taillent une part considérable [Mul\_03]. Généralement dans les pays industrialisés, les moteurs électriques consomment plus des deux tiers de l'énergie électrique industrielle [Sai\_10], [Jav\_16]. L'augmentation du coût de l'énergie électrique a conduit à la recherche en vue d'améliorer les rendements énergétiques des différents procédés industriels [Wol\_03], [Vod\_11], [Ori\_14].

L'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie (à terres rares) et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'informatique, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont connu ces dernières années un grand essor [Far\_08]. Elles ont été adoptées dans de nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production d'électricité d'origine renouvelable, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques, etc. Pour toutes ces applications, les MSAP sont préférables aux autres machines traditionnelles. A titre d'illustration, quelques avantages des MSAP : L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes Joule au niveau du rotor; l'absence des collecteurs / balais et des bagues / balais simplifie la construction et l'entretien; la densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique; couples massique et volumique importants.

La sécurisation des systèmes électromécaniques utilisés en milieu industriel est un sujet de pointe à l'heure actuelle et la machine synchrone à aimants permanents, connue pour sa légendaire robustesse, peut être une réponse à ce problème. Cependant, une machine synchrone triphasée à aimants permanents doit être alimentée par un variateur de fréquence dont les performances accrues doivent être exigées, l'utilisation des onduleurs multiniveaux peut constitués une solution idoine [Pan\_13], [Kra\_14].

Grâce à l'évolution des technologies des composants semi-conducteurs ainsi que l'amélioration des performances de ces derniers ont permis d'utiliser une électronique de puissance plus performante pour des applications de plus grande puissance. L'apparition des convertisseurs multiniveaux depuis le début des années 1980 est l'un des résultats de cette évolution, ils sont utilisés pour l'alimentation des machines à courants alternatif. Ces structures assurent la répartition de la contrainte en tension sur différents interrupteurs moyenne ou basse tension tout en améliorant les formes d'onde et le spectre d'harmoniques des grandeurs de sortie [Kou\_10], [Abd\_16]. Le grand nombre de convertisseurs développés

récemment permet le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux ou multiniveaux [Lal\_09], [Ban\_12], [Leo\_98].

Le développement rapide dans la technologie de la microélectronique, de l'électronique de puissance, des lois de commande et surtout dans le domaine des matériaux magnétiques, a permis au moteur synchrone à aimants permanents de remplacer le moteur asynchrone et le moteur à courant continu dans de nombreuses applications industrielles [Cho\_13] [Min\_12]. Cependant, les non linéarités et les incertitudes internes et externes de la MSAP représentent de sérieux obstacles pour le contrôle en vitesse d'une MSAP. La commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. La structure de commande en utilisant des régulateurs classiques de type PI nécessite que les paramètres à la température, l'humidité, et aux surcharge occasionnelles, engendrent la perte de la stabilité des régulateurs classiques considérés) et ceci exige une bonne identification des paramètres. Afin d'obtenir les performances satisfaisantes, de nombreux chercheurs ont proposé divers concepts de commande, par exemple: La commande à structure variable (CSV), réseau de neurones, logique floue, ... etc.

Le sujet de thèse proposé constitue une contribution à l'amélioration des performances d'un système d'entraînement électrique à vitesse variable (véhicule électrique hybride) basé sur la MSAP alimentée par un onduleur de tension (VSI) triphasé n-niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped).

Ce manuscrit s'articule autour de la présente introduction, de quatre chapitres correspondant au corps de ces travaux de recherche et d'une conclusion générale.

Le premier chapitre est dédié à l'élaboration d'un état de l'art sur les applications de la MSAP et ses différentes structures d'alimentation. Les différentes configurations des machines synchrones à aimants permanents, les différents types d'aimants permanents ainsi que les diverses topologies du rotor sont détaillés.

Au second chapitre nous présentons le modèle mathématique de tous les éléments du système alimentation-machine, élaboré dans ce travail, où le modèle de chaque élément du système a été introduit en tenant compte de son fonctionnement. Ensuite, le contrôle de la tension du bus continu du redresseur MLI et l'asservissement de la vitesse de la machine en utilisant des régulateurs classiques PI sont détaillés. A la fin de ce chapitre, les différents résultats de simulation du système complet sont donnés et comparés pour différents niveaux d'onduleurs (2, 3, 5 et 7 niveaux).

Dans le chapitre trois, pour améliorer les performances de la MSAP, deux types de commandes non-linéaires sont étudiées à savoir : la commande par mode de glissement et par

logique floue. A la fin, les résultats de simulation obtenus avec ces deux méthodes sont comparés.

Le quatrième chapitre est consacré à l'application des onduleurs multiniveaux pour améliorer les performances d'un véhicule électrique hybride. Ce dernier est alimenté par une source hybride composée d'une pile à combustible et d'un supercondensateur. La gestion d'énergie de cette source hybride est étudiée en utilisant la logique floue. Les résultats de simulation du système complet avec des onduleurs à différents niveaux sont donnés.

Enfin, une conclusion et des perspectives sont présentées.

# **Chapitre I**

## Etat de l'art sur les applications de la MSAP et les structures d'alimentation

#### I.1. Introduction

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terres rares.

Historiquement, les machines à aimants permanents connaissent leur premier essor dans les années 50 avec le développement des aimants Alnico. Pour la plupart, ces machines sont des alternateurs à aimants permanents à concentration de flux. Le développement de versions moteurs prendra plus de temps et ne sera formalisé que quelques années plus tard [Ché\_04]. Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie, l'utilisation des moteurs à aimants permanents se multiplient de plus en plus, en particulier ceux possédant des cages d'amortisseurs permettant un démarrage asynchrone sur un réseau à fréquence fixe. On parle de self-starting permanent-magnet synchronous motor.

Au début des années 80, grâce à l'évolution technologique, tant au niveau de l'électronique de puissance pour la commande qu'au niveau des matériaux utilisés, les MSAP ont connu un grand essor et ont permis d'obtenir des couples et des puissances massiques supérieurs ainsi que de très hauts rendements, d'une part, a rendu possible la construction des machines à aimants destinées à la propulsion marine, à l'avionique, au domaine des énergies renouvelables et aux véhicules électriques ou hybrides. L'importante avancée des technologies modernes numériques, telles que celles des microcontrôleurs et des processeurs de traitement de signaux, d'autre part, a permis l'implémentation d'algorithmes sophistiqués pour commander ces machines dans diverses applications industrielles [Bou\_12].

Dans ce premier chapitre, nous présentons les différents types d'aimants permanents ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimants, leurs domaines d'application et leurs types d'alimentation.

#### I.2. Les aimants permanents

L'aimant doit son origine au latin ADAMAS qui signifie fer, diamant [Ber\_14]. Les aimants permanents ont vu le jour aux environs de 600 ans avant J-C. La boussole, inventée par les chinois, en fut la première application et certaines maquettes datent du IIIème siècle avant J-C. Son utilisation pour la navigation maritime date probablement du XIIième siècle. Elle fut introduite en Europe environ deux siècles plus tard et au XVIIIième siècle, Londres devient le centre mondial de la fabrication des aimants. Au XXième siècle, trois principales familles d'aimants permanents ont été développées à savoir : les ferrites, les céramiques et les terres rares [Hei-02].

Les aimants sont des matériaux magnétiques durs, caractérisés par :

> l'induction rémanente  $B_r$ , c'est à dire l'induction résiduelle en circuit fermé (circuit d'aimant dont le flux externe est limité par un matériau de haute perméabilité). c'est une indication de la puissance potentielle de l'aimant ;

- > le champ coercitif de l'induction  $H_{cb}$  qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- le produit d'énergie volumique (*BH*) max, qui définit la valeur énergétique de l'aimant par unité de volume ;
- > les valeurs  $H_m$  et  $B_m$  du point de fonctionnement optimal  $M(H_m, B_m)$  correspondant à (BH)max;

Dans les machines électriques, la partie utile de la caractéristique B(H) des aimants se situe dans le deuxième quart de son cycle d'hystérésis. On parle de caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de l'aimant (figure I.1).



Figure I.1. Courbe de désaimantation.

En plus des propriétés magnétiques des aimants permanents, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue quatre types [Bom\_09]:

- AlNiCo: Au cours des années 1930, les AlNiCo furent les premiers aimants permanents industrialisés. Composés d'aluminium, de nickel et de cobalt, les aimants AlNiCo se caractérisent par une grande densité des lignes de force. Leur bonne stabilité à l'échauffement permet leur utilisation à des températures de travail atteignant 500°C. Ils sont très peu utilisés de nos jours du fait de la présence de cobalt (très coûteux) et de leurs modestes propriétés magnétiques. Néanmoins, des applications de niches telles que les appareils de mesure et le domaine de la haute température utilisent ces aimants dotés d'une très bonne stabilité thermique.
- Ferrite : Apparus dans les années 50. Ses performances modestes le cantonnent cependant dans les machines de faible puissance massique. C'est un matériau très cassant mais résistant à la corrosion. Par ailleurs, ce sont des aimants fortement sensibles à la démagnétisation à basse température et possèdent une polarisation

rémanente relativement faible. parmi les aimants les plus utilisés à l'heure actuelle malgré des performances magnétiques limitées.

- Samarium-Cobalt : Apparus dans les années 60, leur énergie spécifique est très supérieure à celle des ferrites, de même que leur prix. Résistants à la corrosion et stables en température, ils sont en revanche chers (présence de cobalt). Leurs applications sont limitées à des domaines où le coût n'est pas un critère majeur (en particulier les hautes températures), ce composant est propice à certaines applications (militaire, nucléaire...) Ils constituent dans ce contexte le meilleur compromis en terme de performance face à un environnement thermique sévère tel que l'on trouve dans des applications aéronautiques.
- Néodyme-Fer-Bore : C'est la version la plus performante. Découverts dans les années 80, ils sont les aimants les plus utilisés dans l'industrie. Les progrès constants réalisés ces dernières années dans leur élaboration, et leur coût inférieur aux Samarium-Cobalt, leur assurent une quasi-exclusivité pour un grand nombre d'applications. Très sensibles à la corrosion, ils ne peuvent être utilisés seulement qu'après avoir été recouverts d'une couche protectrice. Leur température de Curie, comprise entre 310 et 330 °C contre 700 à 850 °C pour les SmCo, est l'handicap majeur de ces aimants qui limite leurs domaines d'application.

La figure I.2 représente la caractéristique de démagnétisation lorsqu'un champ extérieur est appliqué pour s'opposer à l'aimantation résiduelle de différents aimants :



Figure I.2. Courbe de désaimantation B(H) des principaux types d'aimants [Dog\_13].

Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous.

Nuances	<b>B</b> <sub>r</sub> ( <b>T</b> )	$H_{cb}$ (kA/m)	Température de Curie (°C)	Avantages/Inconvénients
Ferrite	De 0.2 à 0.4 T	200	De 450 à 460 °C	Les moins chers
AlNiCo	Jusqu'à 1.2 T	50	De 740 à 860 °C	Faible tenu à la démagnétisation
SmCo	Autour de 1 T	800	De 700 à 850 °C	Résistant à la température
NdFeB	Jusqu'à 1.4 T	1000	De 310 à 330 °C	Température d'utilisation <120°C

Tableau I.1.	Propriétés	de auelaues	types d'aimants	[Bom	09], [Fan 13].
I dolodd III	rioprieces	ac querques	cypes a annuncs	Loom_	····], [* ····_1··]·

La figure I.3 montre l'évolution et les perspectives à venir de la densité énergétique des aimants permanents. La valeur maximale actuellement atteinte pour tous les aimants permanents est de 470 kJ/m<sup>3</sup> avec le matériau NdFeB fritté qui fait partie des terres rares. La limite technique estimée pour les aimants en Néodyme est d'environ 485 kJ/m<sup>3</sup>, tandis que pour tous les aimants permanents confondus, il est de 720 kJ/m<sup>3</sup>. Enfin, la limite théorique, mais pratiquement irréalisable, pour tous les aimants permanents est de 960 kJ/m<sup>3</sup> [Dog\_13].



Figure I.3. Evolution et perspective de la densité énergétique des aimants permanents [Dog\_13].

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. La figure I.4 illustre la croissance quasi-exponentielle des ventes d'aimants permanents, en dollars, en fonction du temps de 1985 jusqu'en 2020 pour les quatre types d'aimants: Alnico, Ferrite, SmCo, et Nd2Fe14B.



Figure I.4. La croissance du chiffre d'affaires des aimants permanents, en dollars, en fonction du temps de 1985 jusqu'en 2020 pour quatre types d'aimants : AlNiCo, Ferrite, SmCo, et Nd2Fe14B [Fan\_13].

#### I.3. Les rotors de la machine à aimants permanents

La structure du stator des MSAP est classique. La machine se différencie par son rotor, et la position des aimants au rotor influe considérablement sur le fonctionnement de la machine. Ses aimants polarisés radialement ou tangentiellement sont soit montés en surface, soit enterrés, soit avec concentration de flux (figure I.5). On peut distinguer quatre familles de rotor :

#### I.3.1. Aimants montés en surface

Les aimants sont montés en surface (figure 1.5(a)). La partie ferromagnétique du rotor est cylindrique. Cette machine est considérée comme une machine à pôle lisse et donc seul un couple synchrone existe. Les inconvénients de ce type de structure sont principalement, la nécessité de recourir à une frette pour maintenir les aimants (surtout dans les machines à haute vitesse) et l'existence d'un risque permanent de désaimantation accentué par l'effet de la température. Cependant, cette structure est simple et économique. En plus, elle présente un bon couple volumique.

#### I.3.2. MSAP avec saillance et aimants en surface

Dans ce type de MSAP, les aimants sont montés sur des pièces polaires (Figure 1.5(b)) ou insérés dans des logements à la surface du rotor et séparés par des plots magnétiques. La machine est dite à pôles saillants. Dans ces structures, en plus du couple synchrone, il y a possibilité de bénéficier d'un couple réluctant. De ce fait, ces machines peuvent avoir un meilleur couple volumique que les MSAP à aimants en surface [Seb\_86].

#### I.3.3. MSAP avec saillance et aimants à concentration de flux

Dans cette structure (figure 1.5(c)), un dimensionnement judicieux des aimants permet d'avoir une induction dans l'entrefer plus élevée que l'induction rémanente des aimants permanents. Ceci est dû à l'effet de concentration de flux. Dans une MSAP à concentration de flux l'aimantation est plutôt ortho-radiale. Comme l'induction d'entrefer est supérieure à celle de l'aimant, il y a possibilité d'utiliser des aimants permanents ferrites tout en ayant de bonnes performances. De plus, dans cette structure, les risques de désaimantation sont réduits. Cependant, afin d'éviter le court-circuit des aimants à travers l'arbre du rotor il est souvent nécessaire d'utiliser un matériau amagnétique, ce qui augmente le coût de la machine.

#### I.3.4. Aimants enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor (figure 1.5(d)). Il y a donc une bonne tenue mécanique des aimants, ce qui est important pour des applications à grande vitesse pour des puissances importantes. Par contre, dans cette configuration, il y a beaucoup de flux de fuite ce qui affaiblit l'induction dans l'entrefer.



Figure I.5. Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

Le Tableau I.2 résume les avantages et les inconvénients des différentes structures de la MSAP.

9

	Type MSAP				
Cractéristiques	Aimants en	A pôles	Concentration	Aimants	
	surface (a)	saillants (b)	de flux (c)	entérrés (d)	
Couple volumique	Moyen	Elevé	Moyen	Moyen	
Risque de	Flová	Elevé	Faible	Moyen	
démagnétisation	Lieve				
Simplicité de	Flevée	Movenne	Faible	Faible	
conceptrion	Elevee	Woyenne	T aloie	T afore	
Tenue mécanique des	Faible <sup>*</sup>	Faible*	Flevée	Flevée	
aimants	Taible	Parote	Elevee	Elevee	

Tableau I.2. Récapitulatif des avantages et des inconvénients des différents types de MSAP [Amm\_13].

\*Dans le cas d'absence de frette

#### I.4. Avantages de la MSAP

Les avancées technologiques réalisées dans le domaine de l'électronique de puissance ont permis aux machines synchrones à aimants permanents de connaitre durant ces dernières décennies un essor important et de présenter plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- Puissances massiques élevées ;
- Absence de contacts glissants ;
- Un bon rendement et une excellente dissipation thermique (pas de pertes Joule au rotor);
- Absence des balais et d'alimentation continue ;
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage ;
- Fonctionnement en survitesse ;

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [Bid\_11].

#### I.5. Inconvénients de la MSAP

Parmi les inconvénients de la MSAP, on cite:

- Coût de la machine élevé ;
- Les vibrations et les chocs influents sur la structure de la machine ;
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants ;

#### I.6. Domaines d'application de la MSAP

Avec l'amélioration des performances dans le domaine des matériaux, de l'électronique de puissance et de la commande, le développement des applications utilisant des machines

synchrone à aimants permanents est en constante progression. Qu'il s'agisse, de petites (machines-outils) ou de moyennes et fortes puissances, les applications sont, pour la plupart, définies par des profils de couple et de vitesse variables où l'optimisation ne peut être basée sur un seul point de fonctionnement [Ber\_14].

#### I.6.1. Applications aux petites puissances

Pour les applications à faibles puissance (<600W en se basant sur la norme de construction électrique NF C 51-200) où la masse et la vitesse de rotation sont des critères importants, les moteurs à courant continu sans balais à aimants permanents ou (BLDC) dominent de nombreuses applications [Raj\_17], [Gur\_18], en particulier les lecteurs CD/DVD, disque durs d'ordinateur, petits ventilateurs, les appareils électroménager (machine à laver, réfrigérateur, aspirateur,...etc) ou l'instrumentation médicale comme les fraises de dentiste qui fonctionnent à des vitesses élevées. La figure I.6 montre quelques exemples d'application de la MSAP aux petites puissances.



(c) : Compresseur, réfrigérateur et Moteur machine à laver.

(d) : Moteur d'un ventilateur.

Figure I.6. Exemples d'application de la MSAP aux petites puissances [Bid\_11], [Bou\_12].

Les avantages de ce type de machine sont nombreux et on notera principalement la simplicité de la réalisation du contrôle, l'utilisation d'un système peu coûteux pour la détermination de la position et un gain sur la puissance massique [Mei\_08]. Ces moteurs offrent de plus, le rapport du couple délivré à la taille du moteur le plus haut, ce qui les rend utile dans les applications où l'espace et le poids sont des facteurs critique.

De nombreux travaux de recherche ont été fait pour des applications du BLDC aux petites puissances, citons à titre d'exemple : Les machines à laver [Tze\_12], [Bal\_99], les disques durs d'ordinateur [Qua\_03], [Che\_96], [Jia\_05], la robotique [Her\_08], [Hwa\_12], [Jin\_07], l'aérospatial [Rin\_14],.. etc.

Les entraînements directs deviennent également de plus en plus courants dans les applications nécessitant une vitesse précise et les contrôles de position. Ces applications incluent les machines-outils, les tables tournantes, les radars, télescopes,... etc [Kum\_05]. Les moteurs utilisés dans ces applications sont ce qu'on appelle les moteurs à couple qui sont des servomoteurs CC sans balai avec (généralement) des aimants permanents montés en surface sur le rotor [Hol\_03].

#### I.6.2. Applications aux moyennes puissances

Dans cette partie, les systèmes étudiés sont ceux nécessitant des puissances comprises entre 500W et 100kW et utilisant des MSAP. Ces machines sont pour la plupart polyphasées (généralement triphasées) et associées à un onduleur de tension commandé en courant afin d'assurer l'autopilotage. Grâce à l'utilisation des aimants permanents au sein du rotor, la MSAP est particulièrement adaptée aux applications industrielles nécessitant des performances élevées. Elle offre une forte densité de puissance, un haut rendement, un rapport couple/inertie élevé et une grande plage de vitesse de rotation, ce qui fait d'elle un excellent choix pour les applications embarquées liées au transport telles pour les véhicules électrique hybride (VEH) et les véhicules électriques (VE) [Dog\_13], [Rah\_13].

Il existe plusieurs sortes de machine synchrone à aimants permanents dont le couple total est une somme d'un couple de détente et d'un couple réluctant. Des chercheurs tel que [Dut\_08], [Sol\_11], [Mye\_18], [Rai\_17] utilisent le moteur synchrone à aimants permanents intérieur (IPMSM) pour la traction du véhicule hybride. Récemment, le IPMSM est devenu de plus en plus attractif dans le domaine des véhicules électriques grâce à son rendement élevé, densité de puissance élevée, rapport couple/inertie élevé, grande plage de vitesse de rotation et à la baisse des prix des matériaux d'aimant permanent [Rah\_13]. D'autres comme [Gur\_12], [Ngu\_09], [Ses\_09] optent pour la MSAP à concentration du flux et les travaux cités dans les références [Ziw\_17], [Abd\_17] utilisent la machine synchrone à aimants permanents montés en surface pour une application véhicule électrique hybride. Dans les articles [Fin\_08], [Fin\_17] et [Zhu\_08], plusieurs types de rotors excités par aimants permanents sont étudiés. Concernant leur applicabilité dans les véhicules électriques et les véhicules hybrides, et sont comparés entre autres: Couple et puissance maximum, densité de puissance, efficacité, capacité de surcharge et ondulation de couple. Quelques exemples d'application de la MSAP aux moyennes puissances sont illustrés dans la figure I.7.



Figure I.7. Exemples d'application de la MSAP aux moyennes puissances [Bou\_12].

#### I.6.3. Applications aux grandes puissances

Dans des applications de plus forte puissance où les contraintes d'encombrement sont importantes comme la traction électrique ou la propulsion navale, les MSAP sont de plus en plus envisagées. Dans le cadre de l'application de la MSAP pour la propulsion naval, les moteurs utilisés doivent en effet être compacts, légers, fiables, résistants à l'environnement marin (vibrations, humidité, salinité, températures ...). La référence [Kri 01] présente une étude comparative de trois types de machine synchrone à aimants (cylindriques, discoïdes à champ axial et à flux transverse). A la fin de l'étude, il a été montré que la machine synchrone à aimants permanents montés sur la surface du rotor est la mieux adaptée pour cette application. Pour son application en traction électrique, l'AGV (automotrice à grande vitesse) d'Alstom utilise ainsi des MSAP pour la traction et le freinage électrodynamique du train. Les moteurs utilisés ont une puissance nominale de 720 kW et un rapport puissance/poids de 1kW/kg (contre maximum 0.7kW/kg pour le moteur asynchrone du TGV-POS) [Als\_07]. En raison de sa large plage de vitesse à puissance constante et de son excellent rendement, il est aussi envisageable d'augmenter sa pénétration dans d'autres domaines tel que l'aéronautique où il est de plus en plus question de "l'avion plus électrique" ou de "l'avion tout électrique". Les principaux atouts de cette machine sont d'avoir un fort couple massique, pouvant dépasser 3 Nm/kg, ainsi que de très bons rendements (>95%). Ses inconvénients sont le coût des aimants permanents, et la gestion du flux d'excitation des aimants en cas de défauts. L'exemple des commandes de vol électriques est développé plus en détail dans les références [Bid\_11], [Lan\_05].

En plus, dans le domaine de production d'énergie électrique, la MSAP a déjà été utilisée dans le cadre d'exploitation du potentiel énergétique éolien sur des sites isolés avec raccordement au réseau de distribution. En effet, l'inducteur à aimant garantit la présence des forces électromotrice (f.é.m) et la possibilité de freiner en cas de vents violents, ce qui permet de simplifier la conception de la turbine. La simplification qui en résulte occasionne une suppression des freins aérodynamiques en bout des pales de l'éolienne. La figure I.8 montre quelques applications de la MSAP aux grandes puissances.



(a) Automotrice à grande vitesse



(c) Eolienne





(d) propulsion navale

Figure I.8. Exemples d'application de la MSAP aux grandes puissances [Bid\_11].

#### I.7. Autopilotage de la MSAP

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant), il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire.

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase, les caractéristiques d'alimentation. La machine synchrone excitée de manière indépendante entraîne un capteur de position qui permet:

- La détection de la position relative rotor/stator, c'est-à-dire, la position du champ inducteur par rapport au champ induit;
- > De générer les ordres de commande du convertisseur alimentant la machine ;

On dit que la machine est «autopilotée» (figure I.9). L'alimentation et l'autopilotage des machines synchrones ont fait l'objet de nombreux travaux de recherche dans le but d'obtenir un couple uniforme et constant dans une grande gamme de vitesses, et d'établir une commande par microprocesseur simple pour concurrencer les moteurs à courant continu.



Figure I.9. Structure générale d'une MSAP autopilotée.

#### I.8. Structures d'alimentation de la MSAP

L'alimentation du moteur dépend fortement de la distribution des forces électromotrices produites dans les enroulements statoriques. Si la forme de la force électromotrice est trapézoïdale, on alimentera la machine en quasi-créneaux de courant. Par contre si elle est sinusoïdale, l'alimentation appropriée est un système de tension triphasé sinusoïdal. Dans le premier cas, deux phases sont alimentées à la fois, on parle de «moteur à courant continu sans balais» ou «brushless DC motor», dans le second cas, les trois phases de la machine sont alimentées en permanence, on parle de « moteur synchrone à aimant ».

#### I.8.1. Alimentation par commutateur de courant

La première catégorie de motorisations du moteur synchrone à aimants permanents sans balais (permanent magnet brushless, PMBL) est connue comme moteur sans balais à courant continu (BLDC). Le moteur sans balais, qui commence à équiper plusieurs outils aujourd'hui, ne date pas d'hier. Pour bien comprendre son origine, il faut remonter jusqu'au moteur avec balais inventé par M. Ernst Werner Von Siemens en 1856 [Bis\_14]. Bien que rudimentaire, ce moteur a connu plusieurs améliorations au fil des décennies, dont l'une d'elles était un rhéostat servant à contrôler avec précision la vitesse de rotation de l'arbre. En 1962, T. G. Wilson et P. H. Trickey ont publié un article décrivant un moteur sans balais fonctionnant sur le courant continu et doté d'une technologie où le magnétisme d'aimants est mis en opposition successivement par un dispositif électrique. La grande trouvaille dans le concept du moteur sans balais était évidemment l'absence d'un commutateur physique servant à transmettre le courant [Bis\_14]. Ce n'est toutefois que dans les années 80 que le moteur sans balais a vraiment connu un début digne de ce nom. La plus grande disponibilité d'aimants permanents, combinée à des transistors à haut voltage, ont permis au moteur sans balais de générer autant de puissance que les moteurs pourvus de balais. Evidemment, les améliorations

au moteur sans balais se sont poursuivies sans cesse au cours des trois dernières décennies. Ces machines sont très utilisées dans certaines industries (machines contrôlées, suivi solaire ...etc) et elles sont préférées pour de nombreuses applications, en raison de leurs caractéristiques: Haute efficacité, silencieux, taille compacte et peu d'entretien.

Le BLDC est alimenté par un courant rectangulaire de 120°, dans lequel la force électromotrice est trapézoïdale. Il possède un stator qui est constitué de plusieurs bobinages et un rotor équipé d'un ou plusieurs aimants permanents et peut être pourvu d'un capteur de position rotorique. Le BLDC comporte d'ailleurs les mêmes composantes qu'un moteur à courant continu, à l'exception du collecteur.

Dans ce type d'alimentation (figure I.10), le convertisseur associé au moteur est alimenté par une source de courant continu. Le convertisseur statique peut, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, aiguiller ce courant séquentiellement dans les enroulements statoriques de la machine, de telle sorte que son amplitude soit fixée par le courant d'alimentation et que sa fréquence soit proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine. Les forces électromotrices induites dans les enroulements statoriques sont trapézoïdales de durée angulaire 120 degrés en triphasé. Le système de contrôle consiste à injecter des courants en créneaux de 120 degrés de largeur, et ce, en fonction des informations délivrées par un capteur de position rotorique. Ce dernier assure l'autopilotage de la machine. En effet, il y a toujours deux phases alimentées simultanément en série par un courant constant et, tous les 60 degrés, le courant commute d'une phase à l'autre. Ceci permet une meilleure régulation du couple. Le dispositif de contrôle peut être soit intégré au moteur pour les petites puissances, soit placé à l'extérieur. L'ensemble constitué du capteur de position et de l'électronique de commande joue le rôle de l'ensemble collecteur ballais sur une machine à courant continu.



Figure I.10. Alimentation par commutateur de courant.

Pour faciliter ce mode de fonctionnement, la machine doit être surexcitée. En même temps, la commutation peut être aussi forcée. Par exemple, au démarrage, les f.é.m. ne sont pas suffisantes pour permettre l'extinction des thyristors. L'autopilotage d'un moteur synchrone (MS) alimenté en courant est relativement simple, car le courant est la seule variable de la commande. Ce type de commande est principalement utilisé dans les entraînements à vitesse variable et possède plusieurs avantages:

- Un seul courant doit être contrôlé à la fois ;
- > Un seul capteur de courant suffit pour la boucle de courant ;
- Le positionnement des capteurs de courant permet l'utilisation des capteurs moins couteux comme les shunts ;

Toutefois, le commutateur impose dans les phases du moteur des courants rectangulaires et discontinus, donc riches en harmoniques. Ces harmoniques produisent des oscillations du couple électromagnétique qui perturbent le fonctionnement du moteur à faible vitesse et produisent des pertes fer supplémentaires qui réduisent le rendement du moteur.

#### I.8.2. Alimentation par onduleur de tension

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (GTO.- Transistors bipolaires, MOSFET, IGBT, ...etc). Dans les années 90, le transistor IGBT a complètement relancé la construction des onduleurs nécessaires à l'alimentation des moteurs à courant alternatif asynchrones et synchrones.

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (transistors ou diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires.



Figure I.11. Alimentation en tension par onduleur.

Dans ce type d'alimentation, les courants dans les enroulements de la machine sont imposés par des consignes triphasées. Ces consignes, qui sont synchronisées avec les forces électromotrices, sont générées à l'aide d'un capteur de position à haute définition monté au rotor, et leur amplitude est calculée à partir de la référence de couple (figure I.11). Les MSAP sont utilisée pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. La figure I.12 présente la forme d'onde de la f.é.m de BLDC et MSAP.



Figure I.12. Forme d'onde de la f.é.m de BLDC et MSAP [Sak\_17].

Le tableau I.3 donne une brève comparaison entre les deux types d'alimentations (sinusoïdale et trapézoïdale).

Tableau I.3. Comparaison entre les deux types d'alimentation de la machine synchrone à aimants.

Alimentation trapézoïdale (BLDC)	Alimentation sinusoïdale (MSAP)	
Alimentation en courant continu	Alimentation en courant sinusoïdal	
f.é.m trapézoïdale	f.é.m sinusoïdale	
Deux phases uniquement alimentées	Possibilité d'alimenter les 3 phases	
simultanément	simultanément.	
Ondulation du couple à la	Pas d'ondulation du couple à la	
commutation	commutation	
Présence d'harmoniques basses	Moins d'harmoniques à cause	
fréquences dans le courant		
(fréquences audibles)		
Pertes fer importantes à cause	Moins de pertes fer	
d'harmoniques	Monis de pertes les	
	Pertes de commutation plus	
Moins de pertes de commutation	importantes à la même fréquence de	
	commutation	
Algorithme de commande	Algorithme de commande	
relativement simple	mathématiquement intensif	

#### I.9. Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons d'abord présenté les différentes structures de la machine synchrone à aimants permanents ainsi que les différents avantages et inconvénients liés à l'utilisation de cette machine. Grâce à leurs excellents rendements, leur bon couple et puissance massique, les MSAP ont vu une impressionnante augmentation de leur utilisation. Un état de l'art des différents domaines d'application de la MSAP ainsi que ces différentes structures d'alimentation ont été détaillés dans ce chapitre. Cependant la nécessité du recours à une électronique de puissance avancée pour les contrôler constitue leur plus grand point faible. L'alimentation par un onduleur à deux niveaux présente des limites pour des applications à moyenne ou à haute tension. Pour pallier ce problème, le deuxième chapitre sera consacré à l'alimentation de la MSAP par des onduleurs multiniveaux.

# **Chapitre II**

## Alimentation de la MSAP par onduleurs multiniveaux

#### **II.1. Introduction**

Un entraînement électrique est un système assurant une conversion électromécanique par le biais d'un moteur ou d'un transducteur. Il s'agit bien d'un système dans le sens où il est composé de plusieurs éléments (un réseau, un redresseur triphasé, un onduleur et un convertisseur électromécanique). Dès lors qu'on souhaite concevoir un ensemble alimentationmachine, quelle que soit sa vitesse de fonctionnement, il est judicieux de considérer le système dans sa totalité. Cela est d'autant plus nécessaire si on désire obtenir un système globalement optimal. Pour cela, notre système donné dans la figure II.1 est composé de :

- Un redresseur MLI sera utilisé afin d'améliorer la qualité de courant et de la tension du réseau. Ses interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée permettant un contrôle total du convertisseur et la circulation de la puissance dans les deux sens ;
- Des onduleurs multiniveaux pour alimenter la machine. Cela permet de donner une forme de tension plus proche de la sinusoïde et d'améliorer la qualité du couple électromagnétique;
- Une commande vectorielle est appliquée à la machine pour pouvoir contrôler le flux et le couple séparément et permettre ainsi la commande en vitesse de la machine ;
- ➢ Une charge ;

Dans un premier temps, le modèle mathématique de tous les éléments du système alimentation-machine sera étudié. Ensuite, on détaille dans ce chapitre le contrôle de la tension du bus continu  $v_{dc}$  du redresseur MLI ainsi que le contrôle vectoriel de la vitesse de la machine en utilisant des régulateurs classiques de type Proportionnel Intégral (PI). Enfin, différents résultats de simulation réalisés sous Matlab/simulink sont donnés et comparés pour des onduleurs à différents niveaux (2, 3, 5 et 7 niveaux).



Figure II.1. Composants d'un entraînement électrique à base de la MSAP.

#### II.2. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de

simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. La modélisation d'un moteur synchrone à aimants permanents est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant.

La machine synchrone à aimants permanents est un système complexe, afin de simplifier sa modélisation, les hypothèses usuelles données dans la majorité des références sont adoptées comme suit [Rais\_08], [Car\_10].

- On suppose que le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé, ce qui conduit à exprimer les flux magnétiques comme fonction linéaire des courants ;
- On suppose que le circuit magnétique du stator et du rotor est parfaitement feuilleté, ce qui permet de considérer que seuls les enroulements sont parcourus par des courants c'est-à-dire les pertes par courants de Foucault sont négligés et en plus on suppose que la densité de courant peut être considérée comme uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire);
- On néglige : les pertes par l'hystérésis, les couplages capacitifs entre les enroulements et l'effet de la température sur les résistances.
- On suppose que les enroulements créent des f.m.m à répartition sinusoïdale et on tient compte que du premier harmonique de l'onde de perméance ;
- > La machine est de constitution symétrique.

Dans le cadre de ce travail, nous considérons une MSAP, à pôles saillants, avec aimants montés en surface. Elle comporte, au stator, un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique et au rotor des aimants permanents montés en surface assurant son excitation. La figure II.2 présente les enroulements statoriques triphasés et biphasés.



Figure II.2. Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

D'après le schéma de la figure II.2, les équations magnétiques, électriques et mécaniques de la MSAP sont:

#### II.2.1. Equations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout courant (*i*), parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit est le quotient du flux de ce champ magnétique ( $\psi$ ) par l'intensité du courant traversant le circuit. Les équations de flux pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents sont exprimées par:

$$\begin{cases} \psi_{as} = (L_{aa}i_a + L_{ab}i_b + L_{ac}i_c) \\ \psi_{bs} = (L_{ba}i_a + L_{bb}i_b + L_{bc}i_c) \\ \psi_{cs} = (L_{ca}i_a + L_{cb}i_b + L_{cc}i_c) \end{cases}$$
(II.1)

En notation matricielle :

$$[\psi_{ss}] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$
(II.2)

Où :

 $[\psi_{ss}]$ : Vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques ;  $L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  et  $L_{cc}$ : Inductances propres des enroulements statoriques ;  $L_{ab}$ ,  $L_{ac}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  et  $L_{cb}$ : Inductances mutuelles des enroulements statoriques ;

Le flux total produit est la somme du flux propre crée au stator par les courants traversant les enroulements, et du flux produit par les aimants permanents au rotor.

$$[\psi_s] = [\psi_{ss}] + [\psi_f] = [L_s][i_s] + [\psi_f]$$
(II.3)

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\psi_f] = \begin{bmatrix} \psi_{af} \\ \psi_{bf} \\ \psi_{cf} \end{bmatrix} = \psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Où:

 $[\psi_s]$  : Vecteur flux total des enroulements statoriques ;

 $[\psi_f] = [\psi_{af} \psi_{bf} \psi_{cf}]^T$ : Vecteur flux crée par l'aimant permanent sur les trois enroulements statoriques;

 $\psi_m$ : Amplitude maximale du flux de 1' aimant permanent dans les enroulements statoriques ; [ $L_s$ ]: Matrice des inductances statoriques ;

 $[i_s] = [i_a i_b i_c]^T$ : Vecteur courant des enroulements statoriques ;
Avec l'hypothèse de la répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice dans les enroulements statoriques, la matrice des inductances statoriques se réduit à deux termes dont l'un est constant et l'autre qui varie en fonction de la position angulaire électrique du rotor.

$$[L_{s}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = [L_{so}] + [L_{s2}(\theta_{r})]$$
(II.5)

$$[L_{so}] = \begin{bmatrix} L_{aao} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aao} & -\frac{1}{2}L_{aao} \\ -\frac{1}{2}L_{aao} & L_{aao} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aao} \\ -\frac{1}{2}L_{aao} & -\frac{1}{2}L_{aao} & L_{aao} + L_a \end{bmatrix}$$
(II.6)

$$[L_{s2}(\theta_r)] = L_{aa2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r) & \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta_r) \\ \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta_r) & \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$
(II.7)

Avec :

 $L_a$ : Inductance de fuite ;

*L<sub>aao</sub>* : Inductance de magnétisation ;

 $L_{aa2}$ : Amplitude de premier harmonique de l'inductance propre d'une phase ;  $\theta_r$ : Position angulaire électrique du rotor ;

#### II.2.2. Equations électriques

D'après le schéma de la figure (II.2), les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor, en notation matricielle sont :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s]$$
(II.8)

Avec :

 $[v_s] = [v_a v_b v_c]^T$ : Vecteur des tensions statoriques ;

$$R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0\\ 0 & R_s & 0\\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$
: Matrice des résistances statoriques ;

La substitution de (II.3) dans (II.8) donne:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \left[ [L_s][i_s] + \left[ \psi_f \right] \right]$$
(II.9)

En remplaçant  $[L_s]$  par son expression, nous aurons :

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_{so}]\frac{d}{dt}[i_s] + \omega_r \frac{d}{d\theta_r}([L_{s2}(\theta_r)][i_s] + [\psi_f])$$
(II.10)

Avec :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$$

#### **II.2.3.** Equations mécaniques

Les flux générés par le stator interagissent avec le rotor pour produire un couple électromagnétique dans l'entrefer. Si le couple produit est suffisamment grand, le rotor se met à tourner ; ce phénomène est décrit par la deuxième loi de Newton pour les corps en rotation. Le principe fondamental de la dynamique, décrit par la deuxième loi de Newton, postule qu'un corps de moment d'inertie constant *J* par rapport à un axe de rotation possède, dans un référentiel galiléen, une accélération angulaire proportionnelle à la somme des moments de forces qu'il subit, et inversement proportionnelle à son moment d'inertie. Dans le cas d'une machine électrique tournante, ce principe est présenté par l'équation :

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

Où :

 $\omega_r = P \, \Omega$ 

Avec :

J : Moment d'inertie total sur l'arbre de la machine;

 $\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;

*C<sub>em</sub>* : Couple électromagnétique ;

 $C_r$ : Couple résistant ;

*f* : Coefficient du frottement visqueux ;

P: Nombre de pair de pôles ;

Une machine électrique, en fonctionnement moteur, absorbe de l'énergie électrique, et la transforme en partie en énergie mécanique utile. Une autre partie sera dissipée sous forme d'énergie thermique dans le circuit résistif (par effet Joule) et une dernière partie sera stockée dans le circuit inductif sous forme d'énergie magnétique. Il est obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position électrique du rotor. Son expression générale est donc la suivante :

$$C_{em} = \frac{dW_m}{d\theta_r} \tag{II.12}$$

Où :

 $W_m$ : Co-énergie magnétique ;

En régime non saturé, cette co-énergie magnétique est exprimée par la relation (II.13) :

$$W_m = \frac{1}{2} [i_s]^T [L_s] [i_s] + [i_s]^T [\psi_f] + W_{ma}$$
(II.13)

Avec :

 $W_{ma}$ : Co-énergie constante des aimants ;

La substitution de (II.13) dans (II.12) donne:

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_s]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d}{d\theta_r} [\psi_f]$$
(II.14)

On remarque que les équations établies sont fortement non-linéaires et couplées, puisque les inductances statoriques dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. La matrice de transformation de Park est couramment utilisée pour obtenir l'expression des variables dans un repère tournant d-q. Physiquement, l'application de cette matrice de rotation à la MSAP est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles par des enroulements tournant avec le rotor. Cette matrice de rotation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

La matrice de transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b, c) au système biphasé (d-q) est donnée par:

$$\begin{cases} [V_{dq0}] = [T][v_s] \\ [I_{dq0}] = [T][i_s] \\ [\psi_{dq0}] = [T][\psi_s] \end{cases}$$
(II.15)

Tel que :

[T] : Matrice de transformation de Park normalisée, définie par :

$$[T] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_r & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$
(II.16)

La matrice de passage inverse de Park  $[T]^{-1}$  est donnée par :

$$[T]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r & 1\\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1\\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$
(II.17)

Le moteur est supposé avec une connexion étoile qui forme un système équilibré  $i_a + i_b + i_c = 0$ 

On aura finalement les équations des tensions dans le repère d-q qui s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - L_q I_q \omega_r \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + L_d I_d \omega_r + \psi_f \omega_r \end{cases}$$
(II.18)

Avec :

 $V_d$ ,  $V_q$ : Tensions d'axe direct et en quadrature ;

 $L_d$ ,  $L_q$ : Inductances d'axe direct et en quadrature ;

 $\psi_f$ : Composante sur l'axe du flux crée par l'aimant permanent.

Le couple électromagnétique dans le référentiel d-q est donné par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P[(L_d - L_q)I_dI_q + \psi_f I_q]$$
(II.19)

Si le rotor est à pôles lisse  $(L_d=L_q)$ , l'équation (II.19) devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f I_q \tag{II.20}$$

A partir de l'équation (II.19) et le système d'équations (II.18), on peut constater que la commande du système est difficile. En effet, cette difficulté réside dans le fait que ce modèle est non linéaire à cause des termes  $(I_d \ \omega_r)$ ,  $(I_q \ \omega_r)$  et  $(I_d \ I_q)$ . Il est donc intéressant de trouver un moyen de rendre le contrôle de ces grandeurs indépendant afin d'améliorer les performances de ces machines. Ainsi, la partie suivante sera consacrée à la commande par orientation de flux.

#### II. 3. La commande vectorielle

Elle est appelée aussi « commande par orientation de flux » et notée FOC (Field Oriented Control). En 1971, BLASCKE a proposé une théorie de commande par champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courants continu à excitation séparée, où la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [Sch\_04].

Pour réaliser le contrôle, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le courant générant le couple, ainsi, nous obtenons un modèle de la machine où le flux et le couple électromagnétique sont découplés de sorte que l'on puisse agir sur le couple sans influencer le flux, puisque le couple dépend uniquement du courant  $I_q$ , ce qui va permettre l'obtention de performances considérables, relatives à la réponse du système en régime dynamique semblable à celle des machines à courant continu.

#### II.3.1. Principe de la commande vectorielle

La commande par flux orienté consiste à orienter le courant suivant l'axe « q ». Ainsi, le couple électromagnétique peut être contrôlé par une seule composante en quadrature «  $I_q$  » [Siv\_08]. Ceci revient à maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux inducteur, ce qui donne un couple maximal, et de réguler la vitesse par le courant «  $I_q$  » via la tension «  $V_q$  ». Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu (figure II.3).



Figure II.3. Principe de la commande vectorielle.

La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes  $(I_d)$  et  $(I_q)$  du courant statorique en imposant les tensions  $(V_d)$  et  $(V_q)$  qui conviennent. Pour imposer les tensions  $(V_d)$  et  $(V_q)$ , il suffira d'imposer les tensions de référence  $(V_{dref})$  et  $(V_{qref})$  à l'entrée de l'onduleur.



Figure II.4. Commande vectorielle de la MSAP.

A l'aide des régulateurs, le courant de référence  $(I_{dref})$  est maintenu à zéro (pour obtenir le couple maximal) et la vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence ou le courant de référence  $(I_{qref})$ . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.  $I_{qref}$  est comparé à la valeur  $I_q$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence  $V_{qref}$ . Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle de la MSAP est représenté sur la figure II. 4.

#### II.3.2. Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans l'équation (II.18) de tensions statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

La compensation a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [Bou\_96]. La figure II.5 représente le couplage entre les axes d et q.



Figure II.5. Description des couplages.

A partir des équations (II.18), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure II.6).

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + e_d \\ e_d = -\omega_r. L_q. I_q \end{cases}$$
(II.21)

Alors :

$$\frac{I_d}{V_{d1}} = \frac{1}{R_s + s L_d} \tag{II.22}$$

(II.24)

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V_{q1} + e_q \\ e_q = \omega_r . L_d . I_d + \omega_r \psi_f \end{cases}$$
(II.23)

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :



Figure II.6. Principe de découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

#### II.4. Commande linéaire de la vitesse de la MSAP

#### II.4.1. Contrôle des courants et de la vitesse de rotation de la MSAP

Puisque la dynamique des courants, selon les axes d et q, est du premier ordre, il est judicieux de choisir un correcteur de type Proportionnel Intégral (PI) dont la fonction de transfert est:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.25}$$

Avec :

 $k_p$ : Action proportionnelle du régulateur ;

 $k_i$ : Action intégrale du régulateur ;

s : Opérateur de Laplace ;



Figure II. 7. Représentation de la commande par un régulateur PI.

Avec :  $\chi$  est le signal à poursuivre, et Y le signal de sortie du système à contrôler ;

Pour déterminer les paramètres  $k_p$  et  $k_i$  des correcteurs des courants, il suffit de compenser la dynamique du système par le zéro introduit par ce dernier. Une fois la régulation de la boucle du courant est validée, il est alors possible de mettre en place, en cascade une boucle de vitesse souhaitée. La vitesse est commandée au moyen d'un régulateur de type PI. Les paramètres des régulateurs PI des courants et de la vitesse de la MSAP sont calculés en fonction des paramètres du système et ils sont donnés en annexe B.

#### II.5. Modélisation de l'onduleur NPC à n-niveaux

Le convertisseur NPC (neutral point clamped) proposé par Nabae, Takahashi et Akagi en 1980 était essentiellement un onduleur à trois niveaux [Nab\_81]. Cette structure est considérée comme le premier convertisseur multiniveaux pour des applications de moyennes puissances. De nombreuses études ont été proposées pour étudier ses propriétés et les évolutions possibles de cette structure. Ils sont de plus en plus sollicités dans diverses applications industrielles [Lak\_15], [Den\_15].

Plusieurs topologies de convertisseurs multiniveaux sont proposées dans la littérature : En outre, trois structures majeur de convertisseurs multiniveaux ont été rapportées dans la littérature : Convertisseur en ponts H cascadés (cascaded H-bridges, CHB) avec des sources de tension continues séparées, diodes clampées par le neutre (NPC), et à capacités flottante (flying capacitors, FC). Les structures NPC et FC sont les plus utilisées vues la simplicité qu'elles présentent au niveau de leur commande [Kui\_13], [Ghi\_15]. Dans ce travail, nous nous intéressons à la structure NPC. L'intérêt d'utiliser ce type de structure réside dans sa capacité à générer des formes d'ondes de très bonne qualité, toutes les phases partagent le même bus continu, leur méthode de contrôle est relativement simple, une baisse de la fréquence de commutation, la réduction des pertes d'énergie et une diminution de l'effort des composants statiques. La figure II.8 montre le circuit électrique correspondant à un onduleur triphasé NPC à n-niveaux.



Figure II.8. Topologie d'un convertisseur triphasé NPC à n-niveaux.

L'onduleur triphasé à n-niveaux NPC se compose de trois cellules de commutation, alimentées avec (n-1) condensateurs en série sur le bus continu  $v_{dc}$  (figure (II.8)). Les tensions aux bornes des condensateurs sont les mêmes ( $\frac{v_{dc}}{n-1}$ ),  $v_{dc}$  est la tension du bus continu. Les trois bras de 2(n-1) transistors permettent de rendre réversible les tensions modulées  $u_{m1}$  et  $u_{m2}$  et chaque phase comporte 2(n-2) diodes de bouclage [Mai\_09]. Comme le courant de charge est de signe alternatif, les interrupteurs exigés sont bidirectionnels et comportent des associations de transistors avec des diodes antiparallèles. Cette structure, connue sous le nom de convertisseur clampé par le neutre, n'utilise pas de transformateur d'isolement et la répartition de la tension d'entrée continue sur les différents interrupteurs en série est assurée par les diodes (clamps) connectées à des points milieux capacitifs.

Pour produire *n* niveaux de tension, on a besoin de (n-1) condensateurs  $(C_1, C_2, C_3, ..., C_{n-1})$  reliés à une source de tension continue  $v_{dc}$ . Pour réaliser l'équilibrage, la tension aux bornes de chaque condensateur doit valoir  $(v_{dc}/n-1)$ . Considérons le circuit de commutation (Figure II.9), la tension de sortie  $v_{c0}$  du bras *c* est égale au [Bou\_14], [Bha\_12]:

- Plein niveau  $(v_{dc})$ , en alimentant les ensembles  $\{T_{1c}, D_{1c}\}, \{T_{2c}, D_{2c}\}, \dots, \{T_{(n-1)c}, D_{(n-1)c}\}$ .
- Niveau  $(n-2)(v_{dc}/(n-1))$ , en alimentant les ensembles  $\{T_{2c}, D_{2c}\}, \{T_{3c}, D_{3c}\}, \dots, \{T_{nc}, D_{nc}\}.$
- .....
- Niveau zéro, en alimentant les ensembles  $\{T_{nc}, D_{nc}\}, \{T_{(n+1)c}, D_{(n+1)c}\}, \{T_{2(n-1)c}, D_{2(n-1)c}\}.$



Figure II.9. Schéma équivalent du bras *c* en utilisant les fonctions de connexion, *c*  $\in$  {1, 2, 3}. Avec :  $v_{dcl} = v_{dc}$ 

Par conséquent, cette cellule de commutation est équivalente à une cellule de commutation comportant des interrupteurs idéaux, représentée à la figure (II.9 (b)). Un interrupteur idéal  $f_{rc}$  parmi les n interrupteurs est fermé, son état est quantifié par une fonction de connexion ( $f_{rc}$ ). Si  $f_{rc} = 1$ , l'interrupteur idéal correspondant est fermé, sinon ( $f_{rc}=0$ ) il est ouvert. r est le numéro de ligne et c est le numéro de colonne de la matrice de conversion idéale,  $r \in \{1, ..., n-1, n\}$  et  $c \in \{1, 2, 3\}$ . L'état du dernier interrupteur est complémentaire aux autres états :

$$f_{nc} = \overline{f}_{1c} \cdot \overline{f}_{2c} \dots \cdot \overline{f}_{(n-1)c}$$
(II.26)

Il existe *n* configurations dans chaque bras (*c*) (tableau II.1). En considérant un mode continu de conduction, le convertisseur équivalent à interrupteurs idéaux est utilisé pour faciliter la modélisation et la conception de la commande (figure II.10). Les fonctions de connexion  $f_{rc}$  sont définies comme suit:

Signaux de commande									Fonctions de connevien						
Bras du haut				Bras du bas				r onctions de connexion				Vc0			
T <sub>1c</sub>	$T_{2c}$		$T_{(n-2)c}$	$T_{(n-1)c}$	T <sub>nc</sub>	$T_{(n+1)c}$	•••	$T_{(2(n-1)-1)c}$	$T_{(2(n-1))c}$	f <sub>1c</sub>	f <sub>2c</sub>		$f_{(n-1)c}$	$f_{nc}$	
1	1		1	1	0	0		0	0	1	0		0	0	$v_{dc1}$
0	1		1	1	1	0		0	0	0	1		0	0	$\frac{(n-2)}{n-1}v_{dc1}$
:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:	:
0	0		1	1	1	1		0	0	0	0		0	0	$\frac{2}{n-1}v_{dc1}$
0	0		0	1	1	1		1	0	0	0		1	0	$\frac{1}{n-1}v_{dc1}$
0	0		0	0	1	1		1	1	0	0		0	1	0

Tableau II.1. Cellule de commutation équivalente.

Les fonctions de connexion  $f_{rc}$  sont liées aux signaux de commande des transistors  $(T_{rc})$  par (figure II.9 (b)) :

$$f_{rc} = T_{rc} \dots T_{(r+(n-2))c}$$
 (II.27)

Avec:  $r \in \{1, ..., n-1\}$  et  $c = \{1, 2, 3\}$ .

Afin d'appliquer les fonctions de connexion de référence  $(f_{rc-ref})$ , les signaux de commande des transistors sont calculés par :

$$\begin{cases} T_{1c}=f_{1c-ref} \\ T_{2c}=f_{1c-ref} + f_{2c-ref} \\ \vdots \\ T_{(n-1)c}=f_{1c-ref} + f_{2c-ref} + \dots + f_{(n-1)c-ref} \end{cases}$$
(II.28)

L'expression générale peut être :

$$T_{rc} = \sum_{j=1}^{r} f_{jc-ref} \tag{II.29}$$

$$T_{(n-1+r)c} = \overline{T}_{rc} \tag{II.30}$$

Pour une analyse plus facile du fonctionnement et pour établir la description mathématique de la conversion de la tension, nous utilisons la structure matricielle équivalente représentée sur la figure II.10.



Figure II.10. Structure matricielle d'un convertisseur triphasé à *n*-niveaux.

Les tensions simples modulées sont mathématiquement exprimées par :

$$v_{c0} = (v_c - v_0) = \sum_{r=1}^{n-1} f_{rc} \cdot v_{dcr}$$
(II.31)

Et les tensions composées modulées sont :

$$u_{m1} = v_{10} - v_{30} = \sum_{r=1}^{n-1} (f_{r1} - f_{r3}) v_{dcr}$$
(II.32)

$$u_{m2} = v_{20} - v_{30} = \sum_{r=1}^{n-1} (f_{r2} - f_{r3}) v_{dcr}$$
(II.33)

Chaque tension modulée composée est formée par n tensions élémentaires modulées comme suit :

$$u_{mc} = \sum_{r=1}^{n-1} v_{mrc} \quad , c \in \{1, 2\}$$
(II.34)

Les tensions modulées élémentaires sont exprimées par :

$$v_{mrc} = m_{rc} v_{dcr} , r \in \{1, ..., n-1\}$$
 (II.35)

Avec :  $m_{rc} = f_{rc} - f_{r3}$ 

La tension multiniveaux résulte de la combinaison des (n-1) tensions aux bornes des condensateurs  $(v_{dcn})$ .

#### II.5.1. Stratégies de commande des onduleurs multiniveaux

L'objectif principal de la stratégie de modulation des onduleurs multiniveaux est de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible. Beaucoup de techniques de modulation ont été développées pour la réduction des harmoniques et la minimisation des pertes de commutation. Les méthodes de modulation utilisées dans les onduleurs multi-niveaux peuvent être classées en fonction de la commutation comme le montre la figure II.11 [Rod\_02].



Figure II.11. Classification des stratégies de commande des onduleurs multiniveaux.

.

Trois méthodes de commande conventionnelles ont continûment joué une fonction clé dans les travaux de recherches à savoir la modulation vectorielle, MLI sinusoïdale, et élimination sélective des harmoniques. Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la MLI sinusoïdal (SPWM) pour la commande du convertisseur de tension n-niveaux à structure NPC.

La technique de commande SPWM est très populaire dans des applications industrielles dû à sa possibilité de réduire les harmoniques en employant plusieurs porteuses déphasés. Différents types de porteuses triangulaires peuvent être utilisées (figure II.12).



Figure II.12. Exemples de porteuses triangulaires : (a) dents de scies calées à droite ; (b) dents de scies calées à gauche ; (c) triangles symétriques.





35

Dans SPWM, nous utilisons plusieurs signaux de porteuse triangulaires ne conservant qu'un seul signal modulant sinusoïdal. Si le niveau de l'onduleur est n, alors (n-1) porteuses triangulaires sont nécessaires (figure II.13).

Avec : 
$$n' = (\frac{n-1}{2})$$

Les signaux triangulaires ont la même fréquence  $f_c$  et la même amplitude  $A_c$ . Le signal modulant est une sinusoïde de fréquence  $f_m$  et d'amplitude  $A_m$ . La porteuse et le signal modulant sont comparés les uns aux autres afin d'obtenir des impulsions. Si le signal de modulation est supérieur à la porteuse triangulaire, l'interrupteur est allumé sinon il reste éteint. Ils peuvent être horizontalement ou verticalement décalés. S'ils le sont horizontalement, le déphasage entre deux signaux consécutifs est donné par 2/(n-1). S'ils le sont verticalement, ils peuvent être en phase ou non et occupent une bande continue avec le même décalage vertical.

Afin de pouvoir appliquer cette méthode aux onduleurs multiniveaux, il faut connaitre :

- > Coefficient de réglage;  $m_a = \frac{A_m}{(n-1)A_c}$ ;
- ➤ Indice de modulation;  $m_f = \frac{f_c}{f_m}$ ;
- > Nombre de niveau n;
- > Amplitude de référence  $A_m$ ;
- > Amplitude de la porteuse  $A_c$ ;
- $\blacktriangleright$  Fréquence de référence  $f_m$ ;
- Fréquence de la porteuse  $f_c$ ;

#### II.6. Modélisation du redresseur à commande MLI et du réseau

#### II.6.1. Modélisation du réseau

La source est composée de trois tensions triphasées purement sinusoïdale en série avec une résistance  $R_r$  et une inductance  $L_r$  sur chaque phase. On considère que le réseau est parfait (impédance négligeable) et parfaitement équilibré [Ram\_16], Ces trois tensions de réseaux sont données par la relation :

$$\begin{cases} e_a(t) = E_m \sin(\omega_{res} t) \\ e_b(t) = E_m \sin(\omega_{res} t - \frac{2\pi}{3}) \\ e_c(t) = E_m \sin(\omega_{res} t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases}$$
(II.36)

Où :  $E_m$  et  $\omega_{res}$  sont respectivement l'amplitude de la tension simple et la pulsation du réseau.

#### II.6.2. Modélisation du pont redresseur

Les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. Chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance (IGBT) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée. Le redresseur alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension réseau correspondante.



Figure II.14. Structure du redresseur à MLI.

La figure II.14, montre le schéma du redresseur MLI triphasé de tension sur lequel est basée notre étude. Les symboles  $(S_a, \bar{S}_a)$ ,  $(S_b, \bar{S}_b)$  et  $(S_c, \bar{S}_c)$  désignent les signaux de commande ou état de commutation de chaque interrupteur, avec une valeur soit de 0 ou 1. Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire  $(S_a + \bar{S}_a = 1, S_b + \bar{S}_b = 1, S_c + \bar{S}_c = 1)$ . Ce qui signifie qu'un seul interrupteur est fermé pour chaque bras à tout instant.

Le tableau (II.2) ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commandes ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante de bus continu  $v_{dc}$ .

Les tensions simples à l'entrés du redresseur s'expriment en fonction des ordres de commande par le système d'équations (II.37):

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_{bn} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_b - S_a - S_c) \\ v_{cn} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_c - S_a - S_b) \end{cases}$$
(II.37)

Le courant débité par le redresseur est donné en fonction des courants prélevés sur le réseau par l'expression ci-après:

$$i_{dc} = S_a i_{ar} + S_b i_{br} + S_c i_{cr} \tag{II.38}$$

Nº	Sa	$S_b$	$S_c$	Va	v <sub>b</sub>	<i>v</i> <sub>c</sub>	<i>i</i> <sub>k1</sub>	<b>i</b> <sub>k2</sub>	<i>i</i> <sub>k3</sub>	<i>i<sub>dc</sub></i>
$v_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<i>V1</i>	1	0	0	2 <i>v<sub>dc</sub></i> /3	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$i_a$	0	0	<i>i</i> <sub>a</sub>
<i>V</i> 2	1	1	0	$v_{dc}/3$	<i>v<sub>dc</sub></i> /3	$-2v_{dc}/3$	<i>i</i> <sub>a</sub>	$i_b$	0	$-i_c$
<i>V</i> 3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	2 <i>v<sub>dc</sub></i> /3	$-v_{dc}/3$	0	$i_b$	0	$i_b$
V4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	<i>v<sub>dc</sub></i> /3	<i>v<sub>dc</sub></i> /3	0	$i_b$	$i_c$	$-i_a$
<i>V</i> 5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	0	0	$i_c$	$i_c$
V6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	v <sub>dc</sub> /3	$i_a$	0	$i_c$	$-i_b$
V7	1	1	1	0	0	0	<i>i</i> <sub>a</sub>	$i_b$	$i_c$	0

Tableau II.2. Les états possibles des interrupteurs.

#### II.6.3. Principe de commande du redresseur MLI

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé à *MLI*. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés. Elles se différencient par la nature de la boucle d'asservissement utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance [Bou\_10]. A cet effet, deux classes peuvent être distinguées:

- VOC (Voltage Oriented Control) : Cette stratégie reste très répandue dans les applications industrielles [Wan\_15], [Qua\_15]. Elle permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant, orienté dans la même direction que le vecteur tension du réseau, dans le repère tournant synchrone d-q [Qua\_15].
- DPC (Direct Power Control) : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction [Bou\_10]. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes.

Une description détaillée du principe de chaque stratégie est présentée dans la référence [Mal\_03]. Dans ce qui suit, on développera la technique de commande à tension orienté (VOC).

Pour le *VOC*, les puissances active et réactive sont contrôlées d'une manière indirecte, par l'intermédiaire des courants. Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure II.15. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu  $v_{dc}$  est mesurée et comparée avec une référence  $v_{dc-ref}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison

est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $v_{dc}$  mesurée aux bornes du condensateur  $C_{bus}$ . Le but de cette méthode, dont le principe est schématisé sur la figure II.15, est de maintenir la tension continue de sortie  $v_{dc}$  à la valeur désirée  $v_{dc-ref}$ . Les courants appelés au réseau électrique (coté alternatif) doivent être idéalement sinusoïdaux et en phase avec les tensions respectives de celui-ci pour réaliser un facteur de puissance unitaire.



Figure II.15. Configuration générale de système de réglage classique du redresseur MLI.

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur  $C_{bus}$  est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un l'écoulement de courant sera de la source alternative au côté continu, et la tension du condensateur est récupérée. Inversement, quand  $i_{ch}$  devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur  $C_{bus}$  est surchargé, et le signal d'erreur demande au block de commande de décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenues comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source.

La caractéristique de ce dispositif de contrôle en courant est basée sur les transformées dans deux systèmes de coordonnées. Le premier est le système de coordonnées fixe  $\alpha$ - $\beta$ , et le second est le système de coordonnées tournant d-q. Les valeurs mesurées des trois phases sont converties en équivalent système de deux phase ( $\alpha$ - $\beta$ ) et alors sont transformées au système de coordonnées tournant dans le bloc (d-q)/( $\alpha$ - $\beta$ ).

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix}$$
 (II.39)

Les signaux des références du redresseur dans les coordonnées fixes sont obtenus suite à une transformation inverse  $(\alpha-\beta)/(d-q)$ :

$$\begin{bmatrix} k_{\alpha} \\ k_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix}$$
(II.40)

Pour les ces deux transformations de coordonnées, l'angle du vecteur de tension  $\theta_{res}$  est :

$$\begin{cases} \sin\theta_r = e_\beta / \sqrt{(e_\alpha)^2 + (e_\beta)^2} \\ \cos\theta_r = e_\alpha / \sqrt{(e_\alpha)^2 + (e_\beta)^2} \end{cases}$$
(II.41)

Dans le système des coordonnés tournants (d-q), le vecteur courant du réseau  $\overline{I}$  à deux composantes perpendiculaire  $\overline{I} = [I_d, I_q]$  (figure II.16), la composante  $I_q$  détermine la puissance réactive, tandis que  $I_d$  concerne le découlement de la puissance active. Ainsi les puissances réactive et active peuvent être commandées indépendamment. La condition pour un facteur de puissance unitaire est obtenue quand le vecteur courant du réseau  $\overline{i_r}$  est aligné avec le vecteur tension du réseau  $\overline{e}$ , en plaçant l'axe d du système de coordonnées tournant sur le vecteur tension du réseau, un modèle dynamique simplifié peut être obtenu.



Figure II.16. Diagramme vectoriel pour le VOC.

40

Les boucles de régulation des courants et de la tension sont commandés à l'aide des régulateurs classique de type PI. Les valeurs des coefficients de ces régulateurs utilisés sont données dans l'annexe B.

#### II.6.4. PLL pour le raccordement du redresseur MLI au réseau électrique

La PLL est un dispositif qui consiste à synchroniser deux signaux, elle maintient le signal de sortie synchronisé à une référence d'entrée en fréquence et en phase. Cette technique permet d'obtenir l'angle instantané des tensions du réseau en exploitant une propriété fondamentale de la transformation de Park, à savoir que si l'angle instantané intervenant dans la transformation  $\theta_{est}$  est égale à l'angle instantané  $\theta_{res}$  du système de tensions triphasées et équilibrées, alors les composantes selon les axes d-q seront constantes. La Figure II.17 montre la structure classique d'une PLL triphasée.



Figure II.17. Structure classique d'une PLL triphasée.

Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur).

#### II.7. Résultats de simulation du redresseur MLI

Le redresseur MLI a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la figure II.15. On fait varier, dans le premier cas la tension de référence  $(v_{dc-ref})$  et la charge dans le second cas. La technique de commande MLI à porteuse triangulaire est employée pour définir les intervalles de conduction des interrupteurs. Les paramètres de simulation sont résumés au tableau.1 de l'annexe A.

#### II.7. 1. Avec variation de la référence de $v_{dc}$

Le convertisseur est connecté à une charge résistive  $R_{ch}=100\Omega$ . Afin de permettre un fonctionnement à facteur de puissance unitaire,  $I_{q-ref}$  est fixé à une valeur nulle et  $I_{d-ref}$  est imposé par la boucle externe. On fait varier la tension de référence entre 540V et 480V. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures II.18-II.20.



Figure II.18. Allure de la tension du bus continu.



Figure II.20. Allure de la tension et du courant du réseau.

Nous remarquons de ces résultats de simulations que la tension de bus continu  $(v_{dc})$  suit parfaitement sa référence avec un temps de réponse et un dépassement acceptables (figure II.18). Comme illustré par la figure II.19, le courant  $I_q$  est maintenu à sa valeur de référence ( $I_{q-1}$ ret=0) ce qui donne une puissance réactive qui est toujours nulle quel que soit la variation de la tension de référence. Ceci est confirmé par les résultats présentés dans la figure II.20, où la tension et le courant de la phase (a) sont en phase.

Ces pics du courant sont dus à une variation brusque de la tension aux bornes du condensateur.

#### **II.7. 2.** Avec variation de la charge

Dans ce cas, le redresseur fonctionne à vide jusqu'à t=1 s, où un échelon de charge négatif ( $R_{ch}=100\Omega$ ) est appliqué à ce dernier entre (t=1s à t=1.5s), ce qui correspond à un fonctionnement onduleur. A l'instant t=2s, on applique un échelon positif. Les résultats de simulation sont illustrés par les figures (II.21-II-23).



Figure II.21. Allure de la tension du bus continu.



Figure II.22. Allure des courants  $I_d$ ,  $I_q$ .



Figure II.23. Allure de la tension et du courant du réseau.

La tension du bus contenu est maintenue à sa valeur de référence quel que soit la variation de la charge (figure II.21). Lors de l'application de l'échelon négatif (t=1s à t=1.5s), la puissance active transite de la charge vers le réseau et le courant  $I_d$  = -8 A (figure II.22). Dans ce cas, la tension ( $e_a$ ) et le courant ( $i_{ar}$ ) de phase sont en opposition de phase (figure II.23). Ceci correspond au mode de fonctionnement onduleur. Durant l'application d'un échelon positif (t=2s à t=3s), la tension et le courant sont en phase, le courant Id est positif. Dans ce cas, la puissance active transite du réseau vers la charge, ce qui correspond au mode de fonctionnement redresseur. La puissance réactive est toujours nulle quel que soit le mode de fonctionnement.

#### II.8. Résultats de simulation du système

Pour vérifier l'influence des multiniveaux sur les performances de la MSAP, la simulation du système de la figure (II.1) à été faite. La MSAP démarre à vide, puis à t=1s on applique un couple de charge ( $C_r$ =3Nm). Le système est étudier en deux cas: le premier correspond au fonctionnement sans défaut des onduleurs, et le deuxième cas, correspond au fonctionnement avec une défaillance d'un semi-conducteur dans le premier bras de l'onduleur à l'instant t=3.15s. Les résultats de simulation de la vitesse de rotation, du courant d'une phase statorique et du couple électromagnétique de la MSAP sont comparés pour différents niveaux d'onduleur (n=2, 3, 5 et 7). Pour la commande du redresseur MLI, la tension du bus continu est fixée à 500V. Une commande vectorielle est appliquée à la MSAP, la vitesse de référence de rotation de la machine est fixée à 100 rad/s. Les différents résultats de simulation sont donnés dans les figures (II.24-II.31).

#### II.8.1. Résultats de simulation du système sans défaut

La vitesse de la MSAP suit la vitesse de référence indiquée à la figure II.24. Le couple électromagnétique et le courant d'une phase statorique de la MSAP sont représentés respectivement sur les figures (II.25 et II.26).

La vitesse de la MSAP suit la vitesse de référence indiquée à la figure II.24. Le couple électromagnétique et le courant d'une phase statorique de la MSAP sont représentés



Figure II.24. Allure de la vitesse de rotation de la MSAP avec différents niveaux d'onduleur.



Figure II.25. Forme d'onde du couple électromagnétique de la MSAP avec différents niveaux d'onduleur.



Figure II.26. Allure du courant d'une phase statorique de la MSAP avec différents niveaux d'onduleur.

### II.8.2. Résultats de simulation du système avec défaillance d'un semi-conducteur dans le premier bras de l'onduleur à t=3.15s

Pour étudier les performances des multiniveaux sur le système d'entrainement, on soumet un semi-conducteur du premier bras de l'onduleur à une défaillance à l'instant t=3.15s. Avec les mêmes conditions de simulation que précédemment, les résultats de simulation avec un onduleur à deux niveaux sont illustrés par les figures (II.27 et II.28). Pour les autres niveaux d'onduleur (n=3, 5 et 7), les résultats de simulation sont montrés dans les figures (II.29-II.31).

De ces simulations, on remarque qu'avec l'utilisation d'un onduleur à deux niveaux et avec la présence d'un défaut à l'instant t=3.15s, la vitesse et le couple électromagnétique de la MSAP sont complètement déformés et présentent des oscillations non négligeables (figure II.27 et figure II.28).

Avec l'utilisation d'un onduleur à plusieurs niveaux (3,5 et 7), la vitesse de la MSAP suit parfaitement sa vitesse de référence même en présence d'un défaut (figure II.27). Les figures (II.28- II.29) représentent respectivement le couple électromagnétique et les courants de la machine avant et après la défaillance d'un interrupteur  $k_{11}$  du premier bras de l'onduleur. Après la défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s, une légère déformation du couple électromagnétique et des courants est observée. La comparaison de ces résultats entre les différents niveaux d'onduleur, montre que les courants et le couple électromagnétique sont plus déformés avec les onduleurs de niveaux (3 et 5). Cependant, avec l'onduleur à 7 niveaux, il est clair que les courants et le couple de la MSAP

L'alimentation de la MSAP avec des onduleurs multiniveaux permet au système donné par la figure II.1, en cas de défaut, de continuer à fonctionner normalement sans aucune interruption.



Figure II.27. Forme d'onde du couple électromagnétique de la MSAP avec un onduleur à 2niveaux et une défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s.



Figure II.28. Allure de la vitesse de rotation de la MSAP avec un onduleur à 2-niveaux et une défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s.



Figure II.29. Allure de la vitesse de rotation de la MSAP avec un onduleur à (3, 5 et 7)niveaux et une défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s.



Figure II.30. Forme d'onde du couple électromagnétique de la MSAP avec défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s



Figure II.31. Graphe du courant d'une phase statorique de la MSAP avec défaillance d'un semi-conducteur à t=3.15s.

#### II.8.3 Taux de distorsion harmonique (THD)

Les tableaux (II.3 et II.4) montrent les valeurs des THD du courant et de la tension pour différents niveaux d'onduleur en fonctionnement normal et avec un défaut à t=3,15s.

Ν	3	5	7		
$\operatorname{THD}_{\mathrm{v}}(\%)$	39.16	29.05	15.05		
THD <sub>i</sub> (%)	17.33	16.73	11.69		

Tableau II.3. THD des tensions et courants d'onduleur à n-niveaux sans défaut.

Le tableau II-3 montre la comparaison entre les trois niveaux d'onduleur (trois, cinq et sept niveaux). On remarque que, lorsqu'on augmente le nombre de niveaux de l'onduleur, les THD du courant et de la tension diminuent c-à-d, leurs forme d'onde sera plus proche de la sinusoïde, avec une grande stabilité du couple électromagnétique. En fonctionnement normal (sans présence de défaut), la valeur de THD la plus basse (THD<sub>v</sub>=15.05%, THD<sub>i</sub>=11.69%) est obtenue avec l'onduleur NPC à sept niveaux.

Tableau II.4. THD des tensions et courants d'onduleur à n-niveaux avec défaut.

N	3	5	7		
THD <sub>v</sub> (%)	69.35	39.09	19.15		
THD <sub>i</sub> (%)	33.77	24.95	16.57		

En présence d'un défaut (tableau II.4), l'onduleur à sept niveaux nous a donné un signal du courant et de la tension plus proche de la sinusoïde, il contient moins d'harmoniques (THD<sub>v</sub>=19.15%, THD<sub>i</sub> =16.57%) ce qui nous permettra d'obtenir une meilleure réponse dynamique du moteur.

#### **II.9.** Conclusion

Dans ce chapitre nous avons passé en revue les 3 principaux constituants d'une chaine de traction électrique classique, c'est-à-dire une machine synchrone à aimants associée à un onduleur multiniveaux de tension triphasé qui est connecté au réseau via un redresseur MLI. Outre leur modélisation, nous avons établi leur commande en utilisant des régulateurs classiques PI. A ce titre nous retenons d'une part que l'application de la commande vectorielle et le bon choix des coefficients des régulateurs, nous ont permis d'une part de réaliser le découplage de la machine pour aboutir à un modèle linéaire analogue à celui d'une machine à courant continu et d'autre part d'obtenir de bonnes performances à savoir la stabilité, la précision et la rapidité. Ces performances sont améliorées en augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur triphasé. D'autre part, la commande du redresseur MLI nous a permis de réguler la tension du bus continu et de faire fonctionner la machine soit en moteur ou en génératrice.

La tolérance aux pannes est obtenue en utilisant des onduleurs multiniveaux. Les performances de la machines sont améliorées en augmentant le nombre de niveaux de l'onduleur NPC. Ces constatations sont confirmées par les résultats de simulation obtenus sous le logiciel Matlab/Simulink.

Les régulateurs PI présentent des limites quant à la variation des paramètres liés à la température et à la charge, ce qui dégrade les performances et la robustesse de la machine. Pour remédier à ce problème, le chapitre suivant sera consacré à la commande non linéaire de la MSAP.

# **Chapitre III**

## Commande non linéaire de la MSAP

#### **III.1. Introduction**

Les algorithmes de la commande classique utilisant les régulateurs à action Proportionnelle-Intégrale (PI) s'avérer suffisants et permettent de commander avec précision des processus linéaires non perturbés et à paramètres constants. Néanmoins, dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des perturbations et à des variations de paramètres du système, une solution auto adaptative, qui par réajustement des paramètres des régulateurs, permet de conserver des performances fixées à l'avance en présence de perturbations et de variations de paramètres [Kech\_08].

Afin de permettre un fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents, dans une dynamique élevée, plusieurs techniques de commande ont été développées, parmi lesquelles on peut citer, la commande par flux orienté, le contrôle direct du couple, la commande sans capteur mécanique, les différentes techniques d'observation et d'estimation et la commande non linéaire. Cette dernière technique de commande est retenue pour la suite de notre étude.

#### III.2. Commande non-linéaire par mode glissant

Le contrôle à structure variable (VSC) est connu comme un moyen très efficace pour traiter avec les systèmes ayant l'incertitude bornée, cette fonction est très utile pour les commandes d'entrainement à vitesse variable avec des paramètres et des charges variables.

La théorie des systèmes à structure variable fait l'objet de multiples études depuis une cinquantaine d'années. Les premiers travaux sur ce type de systèmes sont ceux d'Anosov [Ano\_59], de d'Emel'yanov et de Tzypkin [Tzy\_77] dans l'ancienne URSS, ou ceux d'Hamel en France, sur la commande à relais. Ces recherches ont connu un nouvel essor à la fin des années soixante-dix lorsque Utkin introduit la théorie des modes glissants [Utk\_77]. Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non-linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis. Leur principale caractéristique est qu'elles peuvent changer la loi de commande très rapidement pour conduire les états du système depuis n'importe quel état initial vers une surface de glissement spécifiée par l'utilisateur, et d'y maintenir ces états qui eux même garantissent la stabilité du système. Actuellement, cette technique de commande connaît une large gamme d'applications dans des domaines très variés tels que la robotique, la mécanique et l'électrotechnique.

Il y a deux principaux avantages à une telle approche. Tout d'abord, le comportement dynamique résultant peut être déterminé par le choix d'une surface adéquate. Ensuite, la réponse du système en boucle fermée est totalement insensible à une classe particulière d'incertitudes, ce qui fait de cette méthode une candidate sérieuse dans la perspective de l'élaboration de commandes robustes.

#### III.3. Principe de la commande à structure variable par mode glissant (CMG)

L'objectif de la méthode est, à l'aide d'une commande discontinue, de contraindre le système à évoluer et rester, en temps fini, sur une surface où le comportement résultant correspond aux dynamiques souhaitées. De plus amples détails peuvent être trouvés dans les ouvrages [Edw\_98], [Per\_02].

Parmi les propriétés des systèmes à mode glissant [Utk\_99]:

- L'ordre des équations différentielles régissant du modèle du système en mode glissant est réduit.
- La dynamique du système en mode de glissement dépend exclusivement des coefficients de la surface de commutation (c-à-d une robustesse accrue par rapport aux perturbations et aux variations de certains paramètres).
- La théorie des modes glissants est parfaitement adaptée aux systèmes dont la commande est discontinue, comme c'est le cas des systèmes électriques.

#### III.3.1. Définition des systèmes non linéaire

Le comportement des systèmes possédant des discontinuités peut être décrit formellement par l'équation:

$$\dot{x}(t) = f(x, t, U) \tag{III.1}$$

x est le vecteur d'état, t le temps et f est la fonction décrivant l'évolution du système au cours du temps. Cette classe de système possède un terme qui représente à la fois la discontinuité et le contrôle U.

Historiquement, La théorie des modes glissants trouve ses origines ou ses justifications dans la théorie de la commande des systèmes à relais et dans les circuits d'électronique de puissance. Les bases d'une telle théorie ont été posées : il suffit de dire que le comportement du système est décrit par deux équations différentielles distinctes, suivant que l'équation d'évolution du système soit supérieure ou inférieure à une surface dénommée hyper surface de commutation où:

$$\dot{x} = f = \begin{cases} f^+(x, U^+) & si \ S(x, t) > 0 \\ f^-(x, U^-) & si \ S(x, t) < 0 \end{cases}$$
(III.2)

Les champs de vecteurs  $u^+$  et  $u^-$  sont définis par :

$$\dot{U} = f = \begin{cases} x^+ & si \ S(x,t) > 0\\ x^- & si \ S(x,t) < 0 \end{cases}$$
(III.3)

Où S(x, t) est la fonction de commutation (surface)

Ainsi, le problème de l'existence du régime glissant se résume à analyser la trajectoire du système, qui ne doit pas s'éloigner de l'hyper surface *S*. Nous cherchons à vérifier que la distance et la dérivée de la distance (autrement dit, la vitesse d'approche), entre la trajectoire

et la surface de commutation soient opposées en signe, cela peut être exprimé par l'équation suivante :

$$\lim_{S \to 0^{-}} \dot{S} < 0 \qquad (\text{III.4})$$

D'où la condition pour l'obtention du régime glissant :

$$S(x).\dot{S}(x) < 0 \tag{III.5}$$

La surface So est définie par :

$$S_o = \{x(t)/S(x,t) = 0\}$$
 (III.6)

Ici, on a choisi une surface de glissement sur laquelle le système commute. En général, la variété de commutation est de dimension égale à «n» moins le nombre de fonction de commutation disponible (i.e. dans le cas de la commande, c'est le nombre de sorties à stabiliser).

La technique de la commande par mode glissant consiste à ramener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée jusqu'au point d'équilibre. Cette trajectoire est constituée de trois parties distinctes (figure (III.1)) [Bre\_10]:

- Mode de convergence (MC) : Dont la variable à réguler se déplace à partir du point d'équilibre initial, en d'autres termes c'est le comportement durant lequel la variable à réguler se déplace à partir d'un état initial vers la surface de commutation.
- Mode de glissement (MG) : C'est le comportement du système le long de la surface de commutation. La dynamique dans ce mode dépend du choix de la surface de glissement. Il apparaît quand la commande ramène l'état x sur la surface de commutation et s'efforce de l'y maintenir.
- Mode de régime permanent (MRP): Il est nécessaire pour l'étude du comportement d'un système autour du point d'équilibre.



Figure III.1. Trajectoire du système sur le plan de phase.

#### III.3.2. Conception de la commande par mode de glissement

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes complémentaires définies par:

- > Choix de la surface de glissement ou de commutation;
- Définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant;
- Détermination de la loi de commande ;

#### III.3.3. Choix de la surface de glissement

L'objectif premier d'un contrôleur à mode glissant est de diriger les états du système contrôlé vers une surface S(x) prédéfinie et de les maintenir sur cette surface. Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme, en fonction de l'application et de l'objectif visé. Cette dernière peut être une expression linéaire ou non linéaire à paramètres constants ou variables dont les composantes sont représentées par des relations algébriques entre les variables d'état du système. Une forme générale a été donnée par [Slo\_91]:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{r-1} e(x)$$
(III.7)

Avec :

e(x): Erreur entre la variable à réguler et sa référence :  $e(x)=x_{ref} - x$ ;

 $\lambda$ : Constante strictement positive ;

*r*: Degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande ;

Pour :

 $r=1: S(x) = e(x) = x_{ref} - x$ 

$$r=2: S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x)$$

r=3: 
$$S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$$

La difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder S(x) à zéro. Lorsque la surface S(x)=0 est atteinte, le système vérifie une équation différentielle linéaire du premier ordre, l'erreur de poursuit étendra alors exponentiellement vers zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence (figure III.2). La linéarisation exacte de l'écart a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence-sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre «*r*».



Figure III.2. Linéarisation exacte de l'écart.

#### **III.3.4.** Conditions de convergence

La condition de convergence est la première condition qui permet à la dynamique du système de converger vers les surfaces de glissement. Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive V(x) > 0 pour les variables d'état du système. Elle est définie par la fonction de Lyaponov suivante [Buh\_86], [Xia\_13]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^{2}(x)$$
(III.8)

Pour que la fonction de Lyaponov décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée soit négative. Ceci est vérifié si :

$$\dot{S}(x).S(x) < 0 \tag{III.9}$$

Tant que  $\dot{S}(x)$ . S(x) < 0 est vérifié, la dynamique du système sur S(x), ainsi que sa stabilité dépendent uniquement des paramètres de l'hyper surface choisie, ceci expliquant l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commandée.

La commande est calculée pour ramener la variable contrôlée vers la surface et, ensuite, vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. On pose donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + u_N \tag{III.10}$$

 $u_N$  est introduit pour satisfaire la condition de convergence S(x). S(x) < 0. Il détermine ainsi le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

 $U_{eq}$ : Correspond à la commande équivalente proposée par Utkin [Utk\_93]. Elle est calculée en supposant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par :

$$\dot{S}(x) = 0 \tag{III.11}$$

La commande équivalente peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée de grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U_{min}$  et  $U_{max}$ .



Figure III.3. La valeur continue  $U_{eq}$  prise par la commande lors de la commutation entre  $U_{max}$  et  $U_{min}$ .

#### III.3.5. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants. La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte  $U_{eq}$  et une deuxième stabilisante  $u_N$ . Cette dernière est très importante dans la technique de commande par modes de glissement, car elle est utilisée pour rejeter les perturbations extérieures. Nous avons donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + u_N \tag{III.12}$$

La commande équivalente est déduite en considérant que la dérivée de la surface est nulle ( $\dot{S}(x) = 0$ ).

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\delta S}{\delta x} \frac{\delta x}{\delta t} = \frac{\delta S}{\delta x} \left\{ f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t) \right\} + \frac{\delta S}{\delta x} \left\{ g(x,t)u_N \right\}$$
(III.13)

En mode de glissement et en régime permanent, la surface de glissement est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente.

$$\begin{cases} U_{eq}(t) = -\left\{\frac{\delta S}{\delta x}g(x,t)\right\}^{-1}\left\{\frac{\delta S}{\delta x}f(x,t)\right\} \\ u_N = 0 \end{cases}$$
(III.14)

Avec la condition d'existence :

$$\left\{\frac{\delta s}{\delta x}g(x,t)\right\} \neq 0 \tag{III.15}$$

En remplaçant  $U_{eq}$  par son terme, on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\delta S}{\delta x} \{g(x, t)u_N\}$$
(III.16)

Le problème revient à trouver  $u_N$  tel que:

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\delta s}{\delta x}\{g(x,t)u_N\} < 0$$
(III.17)

Plusieurs choix pour la commande discontinue  $u_N$  peuvent être faits, parmi lesquelles la commande *sign* (Figure III.4) qui est la plus fréquente, et la plus simple pour exprimer la commande discontinue  $u_N = [u_1, u_2, , u_m]$  par cette fonction par rapport à  $S = [S_1, S_2, , S_m]$ , telle que :

$$\begin{cases} sign(S) = +1; & si S > 0\\ sign(S) = -1; & si S < 0 \end{cases}$$
(III.18)

La commande  $u_N$  s'écrit comme suit :

$$u_{N} = Ksign(S(x))$$
(III.19)  
$$u_{N} + K$$
  
$$S(x)$$

Figure III.4. Représentation de la fonction « sign».

En remplaçant l'expression (III.19) dans (III.17), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x)\frac{\delta S}{\delta x}g(x,t)K|S(x)| < 0$$
(III.20)

Où Le facteur S(x)g(x,t) est toujours négatif et le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.20). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit, le temps de réponse sera très long, et s'il est très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

#### III.4. Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + P \frac{L_q}{L_d} \Omega I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - P \frac{L_d}{L_q} \Omega I_d - P \frac{\psi_f}{L_q} \Omega + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{3}{2J} P(\psi_f I_q + (L_d - L_q) I_d I_q) - \frac{1}{J} C_r - \frac{f}{J} \Omega \end{cases}$$
(III.21)

Le réglage par mode de glissement utilise le principe de la méthode de réglage en cascade (stratégie de réglage à trois surfaces).

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en

cascade (structure de trois surfaces), la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure III.5 représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.



Figure III.5. Structure de commande de la vitesse pour la MSAP.

La structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant  $I_{qref}$  laquelle impose la commande  $V_{qref}$ . Alors que la régulation du courant  $I_{dref}$  impose la commande  $V_{dref}$ . Le choix des surfaces pour chaque boucle est décrit comme suit :

#### a. Réglage du courant $I_d$

Le degré r de la surface de glissement est égal à 1, l'expression de la surface est :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \tag{III.22}$$

La dérivée de cette surface est donnée par l'expression :

$$\dot{S}(I_d) = \frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d} I_d - \frac{PL_q}{L_d} I_q \Omega - \frac{1}{L_d} V_d$$
(III.23)

La surface  $\dot{S}(Id) = 0$  durant le mode de glissement, la loi de commande est:

$$V_{deq} = \left(\frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}I_d - \frac{PL_q}{L_d}I_q\Omega\right)L_d$$
(III.24)

Durant le mode de convergence on satisfait la condition S(x). $\dot{S}(x) < 0$ , en choisissant:

$$V_{dk} = K_d sign(S(I_d))$$
(III.25)
La commande de référence  $V_{dref}$  est :

$$V_{dref} = V_{deq} + V_{dk} \tag{III.26}$$

Soit :

$$V_{dref} = \left(\frac{dI_{dref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}I_d - \frac{PL_q}{L_d}I_q\Omega\right)L_d + K_d sign(S(I_d))$$
(III.27)

#### **b.** Réglage du courant $I_q$

La valeur de  $I_{qref}$  à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée. L'erreur résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

La surface de cette régulation est :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \tag{III.28}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}I_q + \frac{L_d}{L_q}P\Omega I_d + \frac{\psi_f}{L_q}\Omega - \frac{1}{L_q}\nu_q \qquad (\text{III.29})$$

La loi de commande est :

$$V_{qeq} = \left(\frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}I_q + \frac{L_d}{L_q}P\Omega I_d + \frac{\psi_f}{L_q}\Omega\right)L_q$$
(III.30)

Sachant que :

$$\begin{cases} V_{qref} = V_{qeq} + V_{qk} \\ V_{qk} = K_q sign\left(S(I_q)\right) \end{cases}$$
(III.31)

La commande V<sub>gref</sub> à l'entrée de l'onduleur sera :

$$V_{qref} = \left(\frac{dI_{qref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}I_q + \frac{L_d}{L_q}P\Omega I_d + \frac{\phi_f}{L_q}P\Omega\right)L_q + K_q sign\left(S(I_q)\right)$$
(III.32)

Avec :

 $K_d$  et  $K_q$ : Constantes positives ;

Pour le choix des coefficients des régulateurs, le coefficient  $K_q$  est imposé de telle façon que la boucle du courant soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.  $K_d$  est choisi de façon à assurer la rapidité et la stabilité du système à régler [Bel\_02].

#### c. Réglage de la vitesse de la MSAP

Comme la poursuite de vitesse est imposée par la commande de  $I_{qref}$  et que la surface  $S(\Omega)$  doit être de degré relatif d'ordre 1, alors l'erreur de réglage est choisie comme surface :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \tag{III.33}$$

Sa dérivée est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{3}{2} \left( \frac{P(L_d - L_q)}{J} I_d + P \frac{\psi_f}{J} \right) I_q + \frac{1}{J} C_r + \frac{f}{J} \Omega$$
(III.34)

La sortie du régulateur de vitesse sera donc:

$$I_{qref} = -\frac{\frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\Omega + \dot{\Omega}_{ref}}{\frac{3}{2}\left(\frac{P(L_d - L_q)}{J}I_d + P\frac{\psi_f}{J}\right)} + K_{\Omega}sign\,S(\Omega)$$
(III.35)

La commande de  $I_{qref}$  n'existe que si la valeur du courant  $I_d$  est différente de la valeur  $\left(-\frac{\psi_f}{L_d-L_a}\right)$ .

Si le rotor est à pôles lisses, l'équation (III.35) devient :

$$I_{qref} = -\frac{\frac{1}{f}C_r + \frac{f}{f}\Omega + \dot{\Omega}_{ref}}{\frac{3}{2}P\frac{\psi_f}{f}} + K_{\Omega}sign\,S(\Omega)$$
(III.36)

#### III.5. Résultats de simulation et interprétation

Pour la validation de cette commande, des paramètres électriques et mécaniques de la MSAP ont été simulés en utilisant l'environnement Matlab/Simulink. Dans ce cas, la machine est alimentée par un onduleur à 2-niveaux et fonctionne en charge ( $C_r$ =3 Nm). Les courants et la vitesse de la MSAP sont contrôlés avec des régulateurs à mode glissant. La trajectoire de la vitesse est choisie aléatoirement et varie entre [0 à 120] [rad/s] pour une durée de simulation de 5 secondes.

Les résultats présentés ci-dessous montrent la performance de la commande par mode de glissement. L'algorithme par modes glissants d'ordre un montre rapidement ses qualités de mise en œuvre, de précision et de rapidité de réponse. On remarque dans la figure III.6 (a) que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement sans dépassement ni erreur statique. Cependant, le zoom de cette vitesse montre qu'elle n'est pas lisse et présente des oscillations (figure III.6 (b)). Les figures (III.7 et III.8) montrent respectivement le courant d'une phase statorique qui est sinusoïdale et le couple électromagnétique de la MSAP qui varie brusquement en fonction de la variation du couple résistant et de la variation de la vitesse de rotation. Les courants et le couple présentent des oscillations qui sont dues au phénomène de chattering.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité, simplicité et temps de réponse très faible. Cependant, elle

présente des limites dues au phénomène de réticence « chattering » observé dans l'allure de la vitesse, courant et du couple électromagnétique.



Figure III.6. (a) : Allure de la vitesse de la MSAP avec un régulateur à mode glissant ; (b) : Zoom de la vitesse de la MSAP.



Figure III.7. Allure du courant «  $i_b$  » d'une phase statorique de la MSAP.



Figure III.8. Forme d'onde du Couple électromagnétique de la MSAP avec un régulateur à mode glissant.

Pour améliorer les performances de la MSAP, la commande non-linéaire par logique floue sera appliquée à cette machine dans la deuxième partie de ce chapitre.

#### III.6. Commande par logique floue

La logique floue a été introduite pour approcher le raisonnement humain à l'aide d'une représentation adéquate des connaissances. Son intérêt réside dans la capacité à traiter l'imprécis, l'incertain et le vague. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [Leo\_97].

La logique floue soulève un large intérêt, tant théorique que pratique dans la commande des processus complexes et non-linéaires. Cela est dû essentiellement à trois faits [Alo\_08], [Alb\_00]:

- Les systèmes flous permettent une simple inclusion des informations qualitatives dans la conception des régulateurs et des modèles d'identification ;
- Les systèmes flous n'exigent pas l'existence d'un modèle mathématique du processus à contrôler, et peu d'information suffit pour mettre en œuvre la boucle de commande ;
- Les systèmes flous sont des systèmes non-linéaires et de ce fait sont adaptés à la commande des processus non-linéaires ;

#### III.6.1.Historique

Les origines de la logique floue se trouvent dans le principe de l'incertitude de Heisenberg. Dans les années 20, les physiciens on introduit la troisième valeur ½ dans le système logique bivalent {0, 1}. Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trois valeurs. Dans les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue [Khe\_07].

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Il publia un article intitulé (Fuzzy sets) ou (Ensembles flous) en 1965 dans la revue «Information and control ». Il est considéré généralement comme le début de la théorie [Bag\_99], [Ver\_97]. En 1974, M. Mamdani expérimentait la théorie énoncée par Zadeh sur une chaudière à vapeur, ce qui introduisait la commande floue dans la régulation des processus industriels. Plusieurs applications ont alors vu le jour en Europe, pour des systèmes parfois très complexes, telle que la régulation de fours de cimenterie réalisée par la société Smidt-Fuller en 1978. C'est la première véritable application industrielle de la logique floue. Grâce au chercheur japonais Sugneo, la logique floue était introduite au Japon dès 1985. Les sociétés japonaises comprirent l'avantage à la fois technique et commercial de la logique floue [Che\_98]. Aujourd'hui, la logique floue est utilisée dans de nombreuses applications industrielles, gestionnaires et médicales. Sa mise en œuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés et d'outils puissants de développement.

Cette section n'a pas pour but de donner des détails de la logique floue, mais uniquement de fournir quelques notions de base de la logique floue d'une manière abrégée.

#### III.6.2. Principe et définition de la logique floue

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue [Say\_94], [Ant\_00].

Un sous ensemble flou A est défini par un ensemble ordonné de paires, le premier élément dénote l'élément X, et le deuxième  $u_A(x)$  le degré d'appartenance:

$$A = \{(x, u_A(x)) / x \in X\}, u_A \in [0, 1]$$
(III.37)

On peut représenter un sous ensemble flou A par sa fonction d'appartenance  $u_A(x)$ ; généralement, on utilise les fonctions d'appartenance suivantes : Triangulaire, Trapézoïdale et Gaussienne (figure III.9).



Figure III.9. Différentes formes des fonctions d'appartenance.

#### III.6.3. Constitution d'un contrôleur floue

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [Ram\_93].

Un contrôleur à logique floue classique se compose de quatre parties, la fuzzification, la base de règles, le moteur d'inférence et la défuzzification [Ais\_07].

- Fuzzification : On définit pour chaque entrée du système un univers de discours et un partitionnement de cet univers en ensembles flous. La fuzzification consiste à attribuer à la valeur réelle de chaque entrée, au temps t, sa fonction d'appartenance à chacune des ensembles flous définies préalablement, et donc transformer l'entrée réelle en un sous ensemble flou ;
- Inférence : A partir de la base de règles donnée par l'expert et des sous-ensembles flous correspondants à la fuzzification des entrées, le mécanisme d'inférence calcule le sous ensemble flou Y relatif à la commande du système. La base de règles floues est constituée par une collection des règles linguistiques de la forme :

 $\mathbf{R}^{(i)}$ : **SI**  $x_1$  est  $F_1$  et  $x_2$  est  $F_2$  ... et  $x_N$  est  $F_N$ , **ALORS** Y est  $\mathbf{G}^{(i)}$ , i = 1, ..., M où :  $(x_1, x_2, ..., x_N)$  est le vecteur des variables des entrées, Y est la commande, M est le nombre de règles, N est le nombre de variables floues,  $(F_1, F_2, ..., F_N)$  sont les ensembles flous ;

Défuzzification: La défuzzification a pour objectif de transformer le sous ensemble flou défini par le mécanisme d'inférence en une valeur non floue permettant ainsi la commande effective du système ;

La Figure III.10 montre la configuration interne d'un régulateur par logique floue.



Figure III.10. Configuration interne d'un régulateur par logique floue.

#### III.7. Commande de la vitesse de la MSAP par un régulateur logique floue (RLF)

Pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone, les variable d'entée prises pour le RLF est l'erreur de la vitesse e et la variation de cet erreur  $\Delta e$ . La figure III.11 montre un schéma fonctionnel d'un système de contrôle de la vitesse en utilisant un RLF.



Figure III.11. Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

Les règles d'inférences donnent la fonction d'appartenance de la grandeur de contrôle u en fonction des variables d'entrées e et  $\Delta e$ . Dans notre cas, la construction de la table d'inférence repose sur une analyse qualitative dans le plan de phase de la trajectoire que l'on souhaite donner au système [Bag\_99]. Le Tableau III.1 montre une des tables d'inférences possibles.

		$\Delta e$				
	u	GN	Ν	ZR	Р	GP
	GN	GN	GN	N	N	ZR
	N	GN	N	N	ZR	Р
е	ZR	N	N	ZR	Р	Р
	Р	N	ZR	Р	Р	GP
	GP	ZR	Р	Р	GP	GP

Tableau III.1. Règles de base pour le régulateur logique floue.

Ici nous avons: GN – grand négatif, N – négatif, ZR – zero, P – positif et GP – grand positif. Les ensembles flous des variables  $\Delta e$ , u et e et leurs fonctions d'appartenances correspondantes sont présentés dans les Figures (III. 12, 13 et 14), respectivement.



Figure III.12. Fonction d'appartenance pour  $\Delta e$ .



Figure III.13. Fonction d'appartenance pour la grandeur de commande *u*.



Figure III.14. Fonction d'appartenance pour e.

#### III.8. Résultats de simulation et interprétation

Dans cette section, et avec les mêmes conditions de simulation que précédemment (avec régulateur mode glissant), la vitesse de la MSAP est asservie en utilisant un régulateur logique flou, tandis que les courant  $I_d$  et  $I_q$  sont asservi avec des régulateurs à mode de glissement. La vitesse et le couple électromagnétique de la MSAP obtenu en utilisant un régulateur à logique floue sont donnés respectivement par les figures (III.15 et III.16).

D'après ces résultats de simulation de la commande non-linéaire par logique floue de la vitesse et du couple électromagnétique de la MSAP, on constate que la vitesse de la MSAP suit parfaitement la vitesse de référence imposée et que le couple électromagnétique présente moins d'ondulations. Les résultats obtenus sont satisfaisants par rapport aux résultats obtenus avec la commande par mode de glissement.



Figure III.15. Vitesse et zoom de la vitesse de la MSAP avec un régulateur à logique floue.





## **III.8.1.** Etude comparative entre la commande par mode de glissement et logique floue pour l'asservissement de la vitesse de la MSAP

L'objectif principal de ce test est la comparaison du comportement des deux types de contrôleurs utilisés (CMG et CLF) utilisés dans cette étude en matière de suivi de consigne de régulation proposée et l'effet du phénomène de chattering sur la qualité de la vitesse mécanique de la MSAP.



Figure III.17. Comparaison de l'asservissement de la vitesse de la MSAP avec le régulateur par mode glissant et logique floue.



Figure III.18. Comparaison du couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) de la MSAP avec le régulateur par mode glissant et logique floue.

Les figures (III-17 et III-18) représentent respectivement la comparaison entre les deux commandes non-linéaires (par mode de glissement et par logique floue) en vitesse et en couple électromagnétique de la MSAP. Pour le contrôle de la vitesse, quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec les deux méthodes sont rapides, le découplage, la stabilité et la convergence vers l'équilibre sont garantis sur toute la plage de variations. D'après cette comparaison, on constate que les performances de la MSAP avec la commande par logique floue sont améliorées par rapport à ceux obtenu avec la loi de commande par mode glissant d'ordre un. Ce qui réduit les effets nuisibles du phénomène de réticence « chattering », et donc les qualités de l'asservissent sont nettement améliorées.

#### **III.9.** Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la conception de deux contrôleurs non-linéaires à savoir par mode de glissement (SMC) et par logique floue. Les résultats de la simulation ont montré l'efficacité des contrôleurs de ces deux lois de commande vis-à-vis des perturbations externes et des erreurs du modèle. Cependant, un problème de la commande par mode glissant est observé et qui est typiquement liés à cette technique telle que le broutement (Chattering). Ce phénomène influence les performances mécaniques de la machine et la commande par logique floue a été développée pour répondre à ce problème.

Enfin, de ce chapitre on constate que la commande par logique floue de la vitesse de la MSAP a réussi à donner des résultats souhaités représentés par la réduction du phénomène de réticence dans les grandeurs commandées tout en gardant les qualités et les performances désirées du système.

# **Chapitre IV**

# Etude de cas : Application au véhicule électrique hybride

#### **IV.1. Introduction**

Dans ce chapitre, nous allons montrer l'influence du nombre de niveaux d'onduleurs sur l'amélioration des performances du véhicule électrique hybride (VEH). L'intérêt d'utiliser des convertisseurs multi-niveaux est dû à leur capacité à générer de très bonnes formes d'onde, avec moins d'harmoniques, permettant d'utiliser des fréquences de commutation plus basses et donc des contraintes plus faibles sur les composants. En outre, les utilisations des onduleurs multi-niveaux dans les véhicules électriques hybrides sont d'un grand intérêt car ils améliorent la performance et la durée de vie de la source d'énergie hybride.

Dans ce chapitre, nous commençons par la présentation du système étudié, la modélisation de tous les éléments constituant ce système, La commande de la source hybride sera donner et à la fin les résultats de simulation pour montrer l'impact du nombre de niveaux d'onduleur sur le système sont aussi donnés et interprétés.

#### IV.2. Le système étudié

Le système global est détaillé à la figure IV.1, il est composé de deux sources, la première est la pile à combustible (PAC) et la seconde est le supercondensateurs (SC). Ils sont connectés au bus continu par le biais d'un convertisseur (DC/DC) unidirectionnel et d'un DC/DC bidirectionnel en courant, respectivement. Les courants FC/UC sont contrôlés à l'aide des régulateurs PI. La tension du bus continu est choisie, en fonction des caractéristiques du moteur synchrone à aimants permanents de traction, pour être maintenue à 500 V afin de l'alimenter via un onduleur à plusieurs niveaux. La gestion de l'énergie d'une source hybride basée sur le contrôleur de logique floue (CLF) est utilisée dans l'ensemble du cycle du véhicule. Des simulations sont effectuées sous l'environnement MATLAB/Simulink dans diverses conditions de fonctionnement pour évaluer les performances dynamique du système.



Figure IV.1. Le système global étudié.

#### IV.3. Modélisation de la source d'énergie hybride

La structure étudiée (figure IV.2) est constituée d'une pile à combustible comme source principale d'énergie connectée à un convertisseur DC/DC élévateur et d'un supercondensateurs comme source auxiliaire de puissance connectée à un convertisseur DC/DC élévateur-abaisseur bidirectionnel en courant, un bus continu qui alimente la machine de traction via un convertisseur DC/AC.



Figure IV.2. Architecture du système hybride.

#### IV.3.1. Modélisation de la pile à combustible

Les piles à combustible sont des générateurs d'électricité et de chaleur qui offrent une densité d'énergie élevée et qui représentent une alternative renouvelable et propre aux énergies fossiles (gaz naturel, charbon et pétrole) [Win\_04]. Cette technologie a connu un regain d'intérêt en tant qu'alternative prometteuse pour la propulsion de chaines de traction et pour des applications stationnaires [Hor\_12]. Elles sont répertoriées en fonction de leurs températures de fonctionnement, de leurs électrolytes et de leurs plages de puissance. Les principales technologies de pile à combustible ainsi que leurs caractéristiques sont données dans le tableau IV.1.

Tableau IV. 1. Principaux types de la pile à combustible [Ber\_07].

	Nom	Electrolyte	Plage de puissance	Température de fonctionnement	Domaines d'applications
PAC à basses températures	DMFC (Direct methanol fuel cell)	Membrane polymère	1mW à 100kW	60-90 °C	Portable
	PEMFC (Proton exchange membrane fuel cell)	Membrane polymère	100W à 500kW	60-90 °C	Transport Portable Stationnaire
	AFC (Alkaline fuel cell)	Solution alcaline aqueuse	10kW à 100kW	50-250 °C	Transport Spatial
	PAFC (phosphoric acid fuel cell)	Acide phosphorique	Jusqu'à 10MW	160-220 °C	Stationnaire
PAC à hautes températures	MCFC (Molten carbonate fuel cell	Carbonate fondu	Jusqu'à 100MW	650 °C	Stationnaire
	SOFC (Solid oxide fuel cell)	Oxyde solide	Jusqu'à 100MW	750-1050 °C	Stationnaire

Une pile à combustible est constituée d'un empilement de cellules qui forment un `stack'. Ces cellules élémentaires sont constituées de l'ensemble électrode-membraneélectrode (EME). La figure IV.3 représente la structure d'une cellule et d'un empilement.



Figure IV.3. Schéma de principe d'un assemblage de cellules élémentaires Cathode/Electrolyte/Anode et plaques bipolaires d'une pile PEMFC [Jem\_04].

Les piles à combustible à membranes échangeuses de protons (PEMFC : proton exchange membrane fuel cell) opèrent à des températures relativement basses et disposent d'une densité de puissance élevée et d'un mode de fonctionnement simple et sûr. Ces avantages font des PEMFC des candidats sérieux pour la propulsion des véhicules électriques (VEs). Différents modèles de piles à combustible PEM sont rapportés dans la littérature [Cor\_04].

Le principe de la pile à combustible a été démontré par l'Anglais William Grove, en 1839, le processus peut être décrit comme l'inverse de l'électrolyse de l'eau. L'énergie électrique est produite par une réaction d'oxydoréduction entre l'oxygène (oxydant) et l'hydrogène (réducteur). L'oxydation à lieu à l'anode et la réduction à la cathode. Ces deux réactions sont isolées par une membrane qui joue le rôle d'électrolyte. La cathode est alimentée en oxygène gazeux (ou plus généralement en air) et l'anode est alimentée en hydrogène gazeux. La figure IV.4, résume le principe de fonctionnement de la pile à combustible et les équations chimiques d'oxydoréductions sont les suivantes [Ber\_07], [Sid\_15]:

Oxydation à l'anode :

$$H_2 \to 2H^+ + 2e^- \tag{IV.1}$$

Réduction à la cathode :

$$\frac{1}{2}O_2 + 2H^+ + 2e^- \to H_2O$$
 (IV.2)

En combinant (IV.1) et (IV.2), la réaction globale est :



$$H_2 + \frac{1}{2}O_2 \rightarrow H_2O + \acute{e}lectricit\acute{e} + chaleur$$
 (IV.3)

Figure IV.4. Principe de fonctionnement d'une pile à combustible [Can\_13].

La tension à vide de la cellule (figure IV.5) est fonction du potentiel électrochimique de la réaction d'oxydoréduction. Idéalement, ce potentiel électrochimique est de 1,23V (potentiel standard) pour des conditions standard de température et de pression (1 atm, 25 °C). En pratique, la tension à vide se situe légèrement en dessous de 1 V [Rod\_05].



Figure IV.5. Courbe de polarisation classique d'une cellule de pile à combustible PEM.

Les travaux de modélisations des piles à combustible ont commencé en 1999 au LEEI en collaboration avec le laboratoire de génie chimique de Toulouse (LGC). Plusieurs modèles peuvent être développés selon l'objectif recherché [Bel\_12], [Uzu\_07]. L'intégration d'une pile à combustible dans un environnement électrique nécessite la connaissance de son modèle électrique. Un modèle de la pile à combustible permet de satisfaire deux besoins d'un point de vue utilisateur. Premièrement, le fonctionnement interne avec ses effets physiques doit être

mieux compris afin d'optimiser les points de fonctionnement. Deuxièmement, on cherche à prédire le comportement de la pile en fonction de ses conditions de fonctionnement, et de celles de la charge.

La modélisation en statique d'une pile à combustible PEM est basée sur l'expression de la tension en fonction du courant débité. Partant de la tension idéale issue de l'équation de Nernst où apparaissent les conditions de fonctionnement en température, pression et composition du gaz [Sha\_10].

$$E_{Nernst} = 1.229 - 0.85 \times 10^{-3} (T - 298.15) + 4.3085 \times 10^{-5} T (ln(P_{H2}) + 0.5 ln(P_{o2}))$$
(IV.4)

Où *T* est la température opératoire absolue de la pile (K),  $P_{H2}$  et  $P_{o2}$  sont les pressions partielles à l'interface respectivement de l'hydrogène et de l'oxygène (atm), dans le cas d'une pile PEMFC produisant de l'eau liquide.

Le potentiel thermodynamique théorique de la pile à combustible PEMFC H<sub>2</sub>/O<sub>2</sub> à 25 °C et à 1 atm est de l'ordre de 1,23 V, mais le potentiel réel ( $V_{PAC}$ ) de la cellule décroît par rapport au potentiel thermodynamique d'équilibre quand le courant débite, cette déviation à la valeur du potentiel de Nernst ( $E_{Nernst}$ ), est due aux pertes irréversibles appelées polarisations  $\eta$  (surtension) qui sont : la polarisation d'activation ( $U_{act}$ ), la polarisation ohmique ( $U_{ohm}$ ) et la polarisation de concentration ( $U_{conc}$ ). Par conséquent, l'expression de la tension d'une cellule s'exprime comme suit [Aou\_15], [Qin\_08]:

$$V_{PAC} = E_{Nernst} - U_{act} - U_{ohm} - U_{con}$$
(IV.5)

$$U_{act} = -[\xi_1 + \xi_2 T + \xi_3 T ln(C_{o2}) + \xi_4 T ln(I_{PAC})]$$
(IV.6)

Où  $I_{PAC}$  est le courant de fonctionnement de la pile et  $\xi 1$ ,  $\xi 2$ ,  $\xi 3$  et  $\xi 4$  sont des coefficients paramétriques appropriés à chaque modèle physique de la pile à combustible PEMFC.

 $C_{O_2}$  représente les concentrations de l'oxygène (mol/cm<sup>3</sup>) dissout dans un film d'eau à l'interface de la membrane gaz/liquide sur la surface catalytique de la cathode, elle est exprimée en fonction de sa pression par la loi de Henry [Bel\_12]:

$$C_{O_2} = \frac{P_{O_2}}{5.08 \times 10^6 \times e^{-(498/T)}}$$
(IV.7)

Etant donné qu'on utilise de l'oxygène pur, donc :

$$P_{O_2} = P_{cath} \times (1 - \chi_{H_2O}^{sat})$$
 (IV.8)

 $P_{cath}$  est la pression de l'oxygène à la cathode,  $\chi_{H_2o}^{sat}$  la fraction molaire de saturation de l'eau dans le gaz humidifié et supposée  $\approx$  à 50 %, on obtient alors:

$$P_{O_2} = \frac{1}{2} \times P_{cath} \tag{IV.9}$$

A l'anode, on utilise de l'hydrogène pur, qui ne contient pas du monoxyde de carbone:

$$P_{H_2} = P_{anode} \times \left(1 - \frac{1}{2} \times \chi_{H_2o}^{sat}\right) \tag{IV.10}$$

 $P_{anode}$  est la pression de l'hydrogène à l'anode, et à  $\chi_{H_2o}^{sat}=0.5$ .



Figure IV.6. Courbe tension-courant typique d'une pile à combustible [Bel\_12].

Les pertes ohmiques sont dues à la résistance qu'opposent les électrodes et les plaques bipolaires à la circulation des électrons et l'électrolyte au passage des protons (figure IV.6). La chute de tension correspondante s'écrit :

$$U_{ohm} = I_{PAC} \times (R_M + R_C) \tag{IV.11}$$

Avec :

 $R_C$ : Résistance équivalente de contact à la conduction des électrons;

 $R_M$ : Résistance équivalente de la membrane à la conduction des protons ; elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$R_M = \frac{r_M \times l}{A} \tag{IV.12}$$

Où :

*l* : Epaisseur de la membrane ( $\mu$ m) ;

 $r_M$ : Résistance spécifique de la membrane ( $\Omega$ .cm); elle est obtenue par la relation suivante :

$$r_{M} = \frac{181.6* \left[ 1+0.03* \left(\frac{l_{PAC}}{A}\right)+0.062* \left(\frac{T}{303}\right)^{2}* \left(\frac{l_{PAC}}{A}\right)^{2.5} \right]}{\left[ \frac{\lambda_{H_{2}0}}{S0_{3}-} -0.634-3* \left(\frac{l_{PAC}}{A}\right) \right] * exp\left[ 4.18* \left(\frac{T-303}{T}\right) \right]}$$
(IV.13)

Le terme  $\frac{181.6}{\lambda_{H_2}o/s_{O_3}-0.634}$  représente la résistance spécifique de la membrane à  $I_{PAC} = 0$  et

une température de 30°C (T=303k). Le terme exponentiel au dénominateur est le facteur de correction de la température si cette dernière n'est pas à 30 °C ;

 $\frac{\lambda_{H_2O}}{SO_{3^-}}$  est la teneur en eau dans la membrane, admettant une valeur minimale et maximale respectivement de 0 et de 22 ;

A est la surface active de la pile  $(cm^2)$ ;

En remplaçant les relations (IV.12) et (IV.13) dans l'équation (IV.11), l'expression de la polarisation ohmique devient :

$$U_{ohm} = I_{PAC} * \left[ \left( \frac{l}{A} * \frac{181.6* \left[ 1+0.03* \left( \frac{l_{PAC}}{A} \right) + 0.062* \left( \frac{T}{303} \right)^2 * \left( \frac{l_{PAC}}{A} \right)^2 \right]}{\left[ \frac{\lambda_{H_2O}}{SO_3} - 0.634 - 3* \left( \frac{l_{PAC}}{A} \right) \right] * exp\left[ 4.18* \left( \frac{T-303}{T} \right) \right]} \right) + R_c \right]$$
(IV.14)

Aux densités de courant élevées, c'est la cinétique de diffusion des gaz à travers les électrodes qui devient le facteur limitant due aux gradients de concentration des réactifs [Mor\_01], et puisque à partir d'une certaine quantité de courant demandée, l'alimentation en molécules d'oxygène ne peut plus suivre, et la tension chute rapidement [Chu\_99], [Mor\_01].Cette chute de tension s'exprime en fonction d'un courant limite  $i_L$ , pour lequel tout le combustible étant utilisé sa pression tomberait à zéro, et d'une constante B appelée constante de transport ou de transfert de masse:

$$U_{conc} = -B\left(1 - \frac{J}{J_{max}}\right) \tag{IV.15}$$

Où *B* est une constante empirique qui dépend du type de pile et de son état de fonctionnement, *J* est la densité de courant du fonctionnement permanente (A/cm<sup>2</sup>),  $J_{max}$  est la densité de courant maximale.

Le circuit électrique équivalent du comportement dynamique de la pile est représenté dans la figure IV.7.





#### IV.3.2. Modélisation du supercondensateur

Les condensateurs à doubles couches électrochimiques, ou supercondensateurs, ont été développés et brevetés la première fois en 1961 par SOHIO. Un super condensateur se

compose d'une paire d'électrodes métalliques, enrobées par des fibres du charbon actif ; l'ensemble est empilé comme un sandwich ou roulé dans un paquet et trempé dans un électrolyte organique (ou aqueux). Les propriétés électroniques d'un super condensateur dépendent fortement de la porosité du charbon actif et de la taille moléculaire des ions d'électrolyte. Les électrodes de charbon actif utilisées dans les super condensateurs ont des surfaces spécifiques de 1000 à 2300 m<sup>2</sup>/g. La distance (voir Figure IV.8) qui sépare les charges opposées est de l'ordre de 10A ou moins [Tho\_05].



Figure IV.8. Schéma de principe des supercondensateurs [Nis\_96].

Un supercondensateur est un condensateur généralement à double couche électrochimique. Il emmagasine de l'énergie électrostatique en polarisant une solution électrolytique. Comme le processus de stockage de l'énergie ne s'agit pas d'une réaction chimique, le comportement en charge ou en décharge est plus rapide, ce qui rend les super condensateurs parfaitement adaptés pour des applications qui requièrent des impulsions de puissance. En plus, le super condensateur est réversible et peut être chargé et déchargé un nombre très élevé de fois. Il peut donc être schématisé, comme figure IV.8, par deux capacités représentatives des charges stockées, et connectées en série par le biais d'une résistance associée à l'électrolyte.

L'énergie est stockée sous forme d'une charge électrique induite au voisinage de l'interface électrode-diélectrique, par l'application d'une différence de potentiel entre ces deux électrodes. Le rapport de la charge stockée sur la tension appliquée est connu sous le nom de capacitance, ou capacité, et est représentatif de l'aptitude du dispositif à stocker de l'énergie. Les relations de base s'écrivent, pour une capacité linéaire :

$$C = \frac{Q}{V} = \varepsilon \frac{A}{d}$$
(IV.16)

et :

$$W = \frac{1}{2}C V^2$$
 (IV.17)

C étant la capacitance, Q la charge électrique, V la tension appliquée,  $\varepsilon$  la constante diélectrique du matériau isolant, A sa surface, d son épaisseur, et W l'énergie électrostatique stockée.

Un supercondensateur se compose donc, comme le montre la figure IV.9 ci dessous, de deux électrodes poreuses imprégnées d'électrolyte, et séparées par une membrane isolante et poreuse (pour assurer la conduction ionique). La couche double électrique se développe sur chaque interface électrode-électrolyte, de sorte que l'on peut voir, de façon simplifiée, un supercondensateur comme l'association série de deux capacités (figure IV.10) : l'une, C<sub>1</sub>, développée à l'électrode positive, et l'autre, C<sub>2</sub>, à l'électrode négative. La capacité totale vaut donc :

$$\frac{1}{c} = \frac{1}{c_1} + \frac{1}{c_2}$$
(IV.18)



Figure IV.9. Principe d'assemblage des supercondensateurs [Tho\_05].



Figure IV.10. Circuit équivalent simplifié d'un super condensateur.

L'utilisation de supercondensateurs comme système de stockage d'énergie à bord du véhicule passe par la réalisation d'un pack en associant plusieurs éléments en série et en parallèle. Le module d'un supercondensateurs est présenté par un circuit électrique de type RC (voir figure IV.11).



Figure IV.11. Circuit équivalent du module de supercondensateurs.

Où :

 $R_{sc}$ : La résistance série totale du module supercondensateurs en  $\Omega$ . Il est à noter que la résistance des connectiques entre les cellules est négligée ;

 $C_{SC}$ : La capacité totale du module supercondensateurs en F;

Soit  $Q_{SC}$  la quantité de charge stockée dans le module supercondensateurs. Elle est donnée par :

$$Q_{SC} = C_{SC} V_C \tag{IV.19}$$

Le courant de supercondensateurs ISC est donné par :

$$\frac{dQ_{SC}}{dt} = -I_{sc} \tag{IV.20}$$

La tension de supercondensateurs  $V_C$  est donnée par :

$$V_{SC} = V_C - R_{SC} I_{SC} \tag{IV.21}$$

#### **IV.4.** Modélisation des hacheurs

La connexion des deux sources d'énergie (PAC, SC) au bus continu est assurée à travers deux convertisseurs statiques continu-continu. Du coté de la pile à combustible, un hacheur parallèle ou élévateur (boost) unidirectionnel en courant est généralement utilisé pour relever la tension de la pile à la tension de bus. Ce hacheur est commandé en tension afin de maintenir constante la tension de bus. D'autre part, la connexion de l'élément de stockage sur le bus continu est établie généralement par l'intermédiaire d'un hacheur survolteur réversible en courant (buck/boost), car le pack de supercondensateurs doit être capable d'absorber l'énergie récupérée en régime de freinage. Le hacheur réversible est commandé en courant afin de fixer le niveau de courant ou de puissance à fournir ou absorber à chaque instant par l'élément de stockage. Le schéma électrique des deux hacheurs utilisé dans ce travail est donné par la figure IV. 12.

Le principe de fonctionnement est le suivant. Si l'interrupteur  $K_{21}$  est fermé et l'interrupteur  $K_{22}$  est ouvert, la tension de sortie est égale à la tension d'entrée moins la tension aux bornes de l'inductance. Le condensateur  $C_{bus}$  reçoit de l'énergie de la part du SC et de l'inductance  $L_2$ . Le circuit équivalent est une source de courant dépendant du rapport cyclique de l'interrupteur  $K_{21}$ . Si l'interrupteur  $K_{22}$  est fermé et  $K_{21}$  est ouvert, le condensateur  $C_{bus}$  est isolé de la source. Le SC fournit de l'énergie à l'inductance  $L_2$ . Le condensateur  $C_{bus}$  se décharge par l'intermédiaire de la charge à laquelle il est connecté [Abd\_19]. Le condensateur  $C_{bus}$  est un condensateur de filtrage qui a une valeur suffisamment élevée pour que 1'on puisse considérer que la tension de sortie disponible soit constante en régime permanent [Mak\_08].



Figure IV.12. Principe du montage des sources d'énergie et leurs convertisseurs DC/DC.

Soient  $u_1$ ,  $u_2$  et  $u_3$  les signaux de commande des interrupteurs respectivement  $K_1$ ,  $K_{22}$  et  $K_{21}$ . Quand le deuxième convertisseur (lié au supercondensateur) fonctionne en mode élévateur, le comportement des deux convertisseurs est décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{PAC}}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{PAC} - (1 - u_1)v_{dc}) f_{c1}(u_1, I_{PAC}) \\ \frac{dI_{SC}}{dt} = \frac{1}{L_2} (U_{sc} - (1 - u_2)v_{dc}) f_{c2}(u_2, I_{sc}) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} \left( (1 - u_1)I_{PAC} + (1 - u_2)I_{SC} - I_{charge} \right) \end{cases}$$
(IV.22)

Avec :

- ➢  $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  et  $f_{c3}$  sont des fonctions introduites dans le système pour modéliser le comportement des diodes  $D_{11}$ ,  $D_{21}$  et  $D_{22}$ , quand les convertisseurs fonctionnent en mode conduction discontinue ;
- ➢  $v_{dc}$  est la tension de bus continue. Elle est régulée à 500V ;
- >  $I_{charge}$  est le courant de charge. Il est déduit à partir de la puissance demandée par la machine de traction selon le profile de vitesse suivi par le véhicule ;

Les fonctions  $f_{c1}$ ,  $f_{c2}$  et  $f_{c3}$  sont définies par :

$$\begin{cases} f_{c1}(u_1, I_{PAC}) = \begin{cases} 1 \ si \ (u_1 = 1) \ ou \ (I_{PAC} > 0) \\ 0 \ si \ (u_1 = 0) \ ou \ (I_{PAC} \le 0) \end{cases} \\ f_{c2}(u_2, I_{SC}) = \begin{cases} 1 \ si \ (u_2 = 1) \ ou \ (I_{SC} > 0) \\ 0 \ si \ (u_2 = 0) \ ou \ (I_{SC} \le 0) \end{cases} \\ f_{c3}(u_3, I_{SC}) = \begin{cases} 1 \ si \ (u_3 = 1) \ ou \ (I_{SC} < 0) \\ 0 \ si \ (u_3 = 0) \ ou \ (I_{SC} \ge 0) \end{cases} \end{cases}$$
(IV.23)

Maintenant si le convertisseur fonctionne en mode abaisseur, le comportement des deux convertisseurs sera décrit par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{dI_{PAC}}{dt} = \frac{1}{L_1} (V_{PAC} - (1 - u_1) v_{dc}) f_{c1}(u_1, I_{PAC}) \\ \frac{dI_{SC}}{dt} = \frac{1}{L_2} (V_{SC} - u_2 v_{dc}) f_{c3}(u_3, I_{SC}) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} \left( (1 - u_1) I_{PAC} + u_3 I_{SC} - I_{charge} \right) \end{cases}$$
(IV.24)

Les deux systèmes peuvent être regroupés en un seul système :

$$\begin{cases} \frac{dI_{PAC}}{dt} = \frac{1}{L_1} \left( V_{PAC} - (1 - u_1) v_{dc} f_{c1}(u_1, I_{PAC}) \right) \\ \frac{dI_{SC}}{dt} = \frac{1}{L_2} \left( V_{SC} - ((1 - u_2)k + (1 - k)u_3) v_{dc} \right) \left( k f_{c2}(u_2, I_{SC}) + (1 - k) f_{c3}(u_3, I_{SC}) \right) \\ \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C_{bus}} \left( (1 - u_1) I_{PAC} + (k(1 - u_2) + (1 - k)u_3) I_{SC} - I_{charge} \right) \end{cases}$$
(IV.25)

Où :

> k est une variable binaire qui prend la valeur 1 quand le deuxieme convertisseur fonctionne en mode élevateur et la valeur 0 dans le cas contraire ;

#### IV.5. Modélisation du véhicule

Dans le contexte automobile actuel de réduction des émissions de CO<sub>2</sub>, une réponse semble être apportée par le véhicule électrique, zéro-émission. Ce type de véhicule n'est pas tout récent. Notons ainsi que la première voiture à dépasser les 100km/h était électrique : il s'agit de la « Jamais contente » conçue en 1899 par une compagnie belge [Bau\_04]. Le second véhicule a été conçu par une compagnie française sur la base d'un véhicule électrique, l'idée originale étant d'augmenter l'autonomie du véhicule électrique en rechargeant la batterie par un moteur thermique relié à un générateur [Liu\_09].



Figure IV.13. Schéma des forces agissant sur le véhicule en mouvement.

La résultante des forces projetée sur l'axe (ox) s'écrit :

$$\sum F_{VEH} = F_{trac}(t) - F_{a\acute{e}ro}(t) - F_{roul}(t) - F_{grav}(t) - F_{frein}(t)$$
(IV.26)

 $F_{trac}(t)$ : Force de traction du véhicule qui est développée par le pneumatique sous l'action du groupe motopropulseur. C'est elle qui fait avancer le véhicule. Elle est produite par le couple du moteur, et ensuite transférée à travers la transmission aux roues motrices.

Lorsque le véhicule est mobile, il ya une résistance qui tente d'arrêter son mouvement, cette résistance comprend en général la résistance au roulement, la traînée aérodynamique, la résistance de frein mécanique et la résistance en montée.

 $F_{a\acute{e}ro}(t)$ : Force aérodynamique. C'est la force exercée par l'air selon l'axe du mouvement sur le véhicule. Elle est proportionnelle à la masse volumique de l'air  $\rho_{air}$  en  $kg/m^3$  (elle dépend de la pression et de la température atmosphérique), à la surface frontale du véhicule  $S_f$  en  $m^2$ et au coefficient de trainée  $C_x$  du véhicule et au carré de la vitesse du véhicule  $V_{VEH}$ :

$$F_{a\acute{e}ro}(t) = \frac{1}{2}\rho_{air}.S_f.C_x.V_{VEH}^2$$
(IV.27)

 $F_{roul}(t)$ : Force de roulement. Il s'agit de la résistance au roulement du véhicule due au contact pneus/chaussée. Ce dernier peut varier en fonction de plusieurs paramètres [Guz\_07]: vitesse du véhicule, pression des pneus, état et type de la chaussée (sèche, humide, sable) ...

Dans le cas simplifié du modèle énergétique, nous considérons l'équation suivante :

$$F_{roul}(t) = M_{VEH} g. (a + b V_{VEH}^2) \cos(\alpha(t))$$
(IV.28)

Avec :

a et b : Coefficients de résistance au roulement ;

g: Accélération de la pesanteur en  $m/s^2$ ;

 $M_{VEH}$ : Masse totale en charge (véhicule + tout ce qui est à l'intérieur) donnée en kg;

 $\alpha$  : La pente en *rad* ;

 $F_{grav}(t)$ : Force de gravité quand le véhicule circule sur une route non horizontale :

$$F_{grav}(t) = M_{VEH}. g. \sin(\alpha(t))$$
(IV.29)

 $F_{frein}(t)$ : Force de frein mécanique. En général le freinage d'un véhicule hybride se fait en partie avec la machine électrique pour recharger le stockeur d'énergie. Quand ce dernier atteint sa limite de charge maximale ou que la machine électrique atteint son couple minimal par exemple, le frein mécanique prend le relais pour décélérer ou arrêter le véhicule :

$$F_{frein}(t) = M_{VEH} * \gamma \tag{IV.30}$$

 $\gamma$ : Décélération du véhicule en *m.s*<sup>-2</sup>;

#### IV.6. Dimensionnement des sources d'énergie du véhicule

L'objectif de cette partie est de présenter une méthode de dimensionnement selon les démarches suivies dans [Han\_08] des sources d'énergie (PAC, SC), c'est-à-dire déterminer le nombre de cellule de la pile à combustible ainsi que de supercondensateurs nécessaires pour satisfaire la demande du véhicule en énergie.

#### IV.6.1. Dimensionnement de la pile à combustible

Le système pile à combustible étant composé d'un stack de plusieurs cellules, le dimensionnement du stack revient à déterminer la surface et le nombre de cellules nécessaires pour satisfaire la demande de puissance. Ces deux grandeurs sont en étroite relation avec, respectivement, la tension de la pile et le courant débité et donc la puissance fournie. En effet, la puissance électrique brute de la pile est calculée par la relation (IV.31)

$$P_{PAC} = V_{PAC}. I_{PAC} = N_{cell}. E_{cell}. J. S_{PAC}$$
(IV.31)

Où  $P_{PAC}$  est la puissance fournie par la pile à combustible (W),  $V_{PAC}$  et  $I_{PAC}$  respectivement la tension et le courant de la pile,  $N_{cell}$  est le nombre de cellules élémentaires formant la pile,  $E_{cell}$  la tension par cellule (V), J la densité de courant ( $A/cm^2$ ) et  $S_{PAC}$  la surface active des cellules.

Cela dit, nous avons intérêt à augmenter la tension de la pile pour ainsi limiter le courant demandé et par suite les pertes du système. Ceci est fait d'une part, par l'augmentation du nombre de cellules jusqu'à la limite technologique permise et d'autre part, l'augmentation de la tension par cellule. Or, d'après la caractéristique de la pile, augmenter la tension de cellule diminue la densité de courant donc il faut augmenter la surface de cellule pour compenser le courant demandé. En revanche, augmenter la surface de la pile pénalise le coût et l'encombrement du système d'où la nécessité de trouver un compromis. Une limite raisonnable pour la densité de courant est de 0,6 (A/cm<sup>2</sup>) correspondant à une tension de cellule d'environ 0,53 V [Lac\_04].

La pile à combustible est connectée à un convertisseur statique de type «boost» qui doit générer une tension de bus de 500V. Comme le gain de ce convertisseur est limité à deux

pour des raisons de rendement, il faut que la tension de pile soit au minimum de  $\frac{v_{dc}}{2}$ . Ce qui donne:

$$N_{cell-serie} = \frac{v_{dc}}{2.E_{cell}}$$
(IV.32)

Les valeurs des paramètres de la pile obtenus sont données dans le tableau I de l'annexe C.

#### IV.6.2. Dimensionnement du pack de supercondensateurs

Le dimensionnement d'un pack de supercondensateurs consiste à déterminer le nombre d'éléments qu'il faut placer en série,  $N_S$ , et en parallèle,  $N_P$ . Ce dimensionnement doit tenir compte de la quantité d'énergie que nous voulons stocker, de la puissance maximale qui va être extraite du pack. Ce dimensionnement doit aussi tenir compte des limitations du convertisseur statique [Lac\_04]. Le modèle équivalent du pack de supercondensateurs (*SC*) est formé d'une capacité équivalente  $C_{SC}$  en série avec une résistance équivalente  $R_{SC}$  comme montré dans la figure IV.14. Les équations IV.34 à IV.37 relient les grandeurs électriques du pack aux grandeurs au niveau du condensateur élémentaire.



Figure IV.14. Modèle d'un pack de supercondensateurs.

Le SC constitue une source d'énergie auxiliaire qui intervient lors des accélérations et du freinage du véhicule. La puissance maximale que le SC doit fournir au véhicule pour qu'il fasse une accélération de 0 à  $v_{tf}$ =80km/h, en  $t_a$ =12.5s environ, le temps nécessaire pour que le système PAC répond à la demande de puissance, est exprimée par :

$$P_{SC-max} = M_{VEH} \frac{v_{tf}}{t_a} v_{tf}$$
(IV.33)

Nous avons déterminé une puissance de  $P_{SC-max} \approx 45 \, kW$ . Donc, le module de SC doit garantir une puissance moyenne maximale de 40 kW pendant 12.5s en attendant l'activation de la PAC pour garantir la puissance demandée durant le reste de l'accélération.

$$C_{SC} = \frac{N_p}{N_s} C_{\acute{e}lem} \tag{IV.34}$$

$$R_{SC} = \frac{N_s}{N_p} R_{\acute{e}lem} \tag{IV.35}$$

$$V_c = N_s V_{\acute{e}lem} \tag{IV.36}$$

$$I_{SC} = N_P I_{\acute{e}lem}$$
(IV.37)

L'énergie maximale transférée par l'élément de stockage  $E_{max\_transf}$  est la différence entre son état d'énergie maximal  $E_{max}$  et minimal  $E_{min}$ . Elle est liée à la tension à vide maximale  $V_{C-max}$  et  $V_{C-min}$  minimale du pack par l'équation IV.38:

$$E_{\max-transf} = P_{SC-max}t_a = \frac{1}{2}C_{sc}(V_{C-max}^2 - V_{C-min}^2)$$
(IV.38)

Le nombre de supercondensateurs élémentaires  $N_{\acute{e}lem}$  nécessaires pour fournir la demande d'énergie maximale est ainsi donné par l'équation IV.39:

$$N_{\acute{e}lem} = N_p \times N_s = \frac{E_{max-transf}}{C_{\acute{e}lem} V_{\acute{e}lem-max}^2} \frac{2}{1-k^2}$$
(IV.39)

Où k est la profondeur de décharge définie par le rapport entre la tension minimale et maximale d'un élément.

En se basant sur des travaux antérieurs [Lac\_04], on donne  $C_{\acute{e}lem} = 1500F$ ,  $V_{\acute{e}lem-max} = 2.55V$ ,  $E_{Cell} = 0.53V$  La tension maximale du module de SC est fixée à  $V_{SC-max} = 360V$  pour que le rendement du convertisseur soit acceptable.

Les différentes caractéristiques de supercondensateurs utilisées dans notre étude sont regroupées dans le tableau II de l'annexe C.

#### IV.6.3. Dimensionnement des éléments des convertisseurs DC/DC

Le dimensionnement des hacheurs consiste à calculer la valeur des inductances de lissage  $L_1$  et  $L_2$  (figures IV.15-IV.18) utilisées pour limiter l'ondulation de courant dans les convertisseurs et la source ainsi que la valeur du condensateur de filtrage  $C_{bus}$  qui permet de limiter les ondulations de tension dues au découpage en sortie du convertisseur.

#### IV.6.3.a. Dimensionnement du hacheur connecté à la pile à combustible

Le convertisseur survolteur connecté à la pile à combustible est représenté par la figure suivante :



Figure IV.15. Hacheur élévateur connecté à la pile à combustible.

De cette configuration, La bobine  $L_1$  emmagasine de l'énergie provenant de la source électrique sous forme magnétique quand l'interrupteur  $K_1$  est passant (la diode  $D_{12}$  est bloquée) tandis que le condensateur  $C_{bus}$  alimente la charge. Quand  $K_1$  est bloqué (la diode  $D_{12}$  est passante), l'énergie emmagasinée dans la bobine passe dans la charge pendant la conduction de  $K_1$ . Le condensateur doit être dimensionné convenablement pour garder une tension constante à ses bornes avec une ondulation tolérée. De même pour la bobine, elle doit être dimensionnée pour garder un courant constant avec une ondulation maximale tolérée.

L'ondulation de courant dans l'inductance (figure IV.16) est calculée en considérant la tension de sortie continue, c'est-à-dire en négligeant l'ondulation de tension vis-à-vis de la valeur moyenne [Fer\_01], [Por\_02].



Figure IV.16. Ondulation du courant.

L'ondulation du courant est donnée par :

Pour 
$$0 \le t \le \alpha_1 T$$
:  $IL_1(t) = \frac{V_{PAC}}{L_1} t + IL_1 m$  (IV.40)

Pour 
$$t = \alpha_1 T$$
:  $IL_1(\alpha_1 t) = \frac{V_{PAC}}{L_1} \alpha_1 t + IL_1 m = IL_1 M$  (IV.41)

$$\Delta IL_1 = IL_1M - IL_1m = \frac{V_{PAC}}{L_1 f_p} \alpha_1 \tag{IV.42}$$

Or:

D'où :

$$v_{dc} = \frac{V_{PAC}}{1 - \alpha_1} \tag{IV.43}$$

Nous pouvons donc écrire:

$$\Delta IL_1 = \frac{\alpha_1(1-\alpha_1)v_{dc}}{L_1 f_p} \tag{IV.44}$$

Avec :

- >  $V_{PAC}$ : Tension aux bornes de la pile à combustible (V) ;
- ▶  $v_{dc}$ : Tension du bus continu (V) ;
- > T: Période de découpage du signal de commande de l'interrupteur  $T=1/f_p$ ;
- >  $\alpha_1$ : Rapport cyclique du signal de l'interrupteur  $K_1$ ;
- ➤ IL<sub>1</sub>m: Courant minimum dans l'inductance (A) ;
- ➤ IL<sub>1</sub>M: Courant maximum dans l'inductance (A);
- >  $\Delta IL_1$ : Ondulation de courant dans l'inductance (A) ;
- >  $L_1$ : Valeur de l'inductance de lissage (H) ;

L'inductance est calculée en fonction de l'ondulation maximale de courant souhaitée. L'ondulation maximale est obtenue pour un rapport cyclique de ½ car:  $\frac{d\Delta IL_1}{d\alpha_1} = 0$  pour  $\alpha_1 = \frac{1}{2}$ .

L'ondulation maximale est donc donnée par :

$$\Delta IL_{1-max} = \frac{v_{dc}}{4L_1 f_p} \tag{IV.45}$$

Ainsi l'inductance minimale pour un hacheur survolteur est donnée par la relation:

$$L_1 = \frac{v_{dc}}{4\Delta I L_{1-max} f_p} \tag{IV.46}$$

La capacité de filtrage  $C_{bus}$  doit être dimensionnée pour que la tension du bus continu ait une ondulation maximale  $\Delta v_{dc-max}$  acceptable. L'ondulation de tension en sortie résulte du courant alternatif dans le condensateur (figure IV.17).



Figure IV.17. Ondulation de tension.

L'ondulation de la tension est donnée par :

Pour 
$$0 \le t \le \alpha_1 T$$
:  $v_{dc}(t) = V_c M - \frac{I_{bus}}{C_{bus}} t$  (IV.47)

$$v_{dc}(\alpha_1 t) = V_c M - \frac{I_{bus}}{C_{bus}} \alpha_1 t = V_c m$$
(IV.48)

$$\Delta v_{dc} = VcM - Vcm = \frac{I_{bus}}{f_p \, C_{bus}} \alpha_1 \tag{IV.49}$$

Or:

D'où :

Pour  $t = \alpha_1 T$ :

$$I_{L1} = \frac{I_{bus}}{1 - \alpha_1} \tag{IV.50}$$

Nous pouvons donc écrire:

$$\Delta v_{dc} = \frac{\alpha_1 (1 - \alpha_1) I_{L1}}{c_{bus} f_p} \tag{IV.51}$$

Avec :

- →  $C_{bus}$ : Valeur du condensateur de filtrage (F) ;
- >  $I_{L1}$ : Courant dans l'inductance (A);
- $\blacktriangleright$  V<sub>C</sub>m: Tension minimum aux bornes du condensateur (V) ;
- >  $V_CM$ : Tension maximum aux bornes du condensateur (V);
- >  $\Delta v_{dc}$ : Ondulation de tension aux bornes du condensateur (V) ;

L'ondulation de tension maximale est obtenue pour un courant maximal et un rapport cyclique de  $\frac{1}{2}$ . Soit:

$$\Delta v_{dc,max} = \frac{I_{L1}}{4C_{bus} f_p} \tag{IV.52}$$

La valeur minimale du condensateur est donc donnée par la relation:

$$C_{bus} = \frac{I_{L1}}{4 \,\Delta v_{dc-max} \, f_p} \tag{IV.53}$$

### IV.6.3.b. Dimensionnement du hacheur connecté au module de supercondensateurs

Le convertisseur connecté au module SC est montré par la figure IV.18. Il fonctionne en élévateur lorsque le supersondensateurs fournit de l'énergie électrique au bus continu et en abaisseur dans le cas où l'énergie électrique est envoyée vers le supersondensateurs afin de le charger.



Figure IV.18. Convertisseur connecté au module de pack des supercondensateurs.

On procède d'une façon similaire que celle avec du convertisseur de la PAC pour le calcul de  $L_2$ . Nous aboutissons ainsi à la même expression de l'ondulation de courant. L'ondulation maximale est donc donnée pour un rapport cyclique de  $\frac{1}{2}$  par:

$$\Delta I_{SC-max} = \frac{v_{dc}}{4L_2 f_p} \tag{IV.54}$$

Soit l'inductance minimale :

$$L_2 = \frac{v_{dc}}{4 f_p \,\Delta I_{L2-max}} \tag{IV.55}$$

Les caractéristiques retenues pour les convertisseurs de puissance sont montrées dans le tableau 3 de l'annexe C.

#### IV.7. Contrôle de la source hybride

La structure de cette source hybride contient un bus continu (DC Link) alimenté par une pile à combustible à travers un hacheur élévateur qui maintient la tension du bus continu  $v_{dc}$  à sa référence  $v_{dc\text{-ref}}$ , et un moyen de stockage basé sur des supercondensateurs qui est connecté au bus continu à travers un hacheur abaisseur-élévateur bidirectionnel en courant, comme le montre la figure IV.19. La pile à combustible est la source principale, son rôle est de fournir la majorité de l'énergie à la charge alors que le moyen de stockage (supercondensateur) est une source auxiliaire qui alimente la charge pendant les régimes transitoire et permanent et récupère de l'énergie selon le mode de fonctionnement et son état de charge *SOC*.



Figure IV.19. Structure de la source hybride PAC/SC.

Le contrôle des courants de la source hybride et de la tension du bus continu réalisé à l'aide des régulateurs PI sont donnés respectivement par les figures (IV.20 et IV.21).



Figure IV.20. Régulation du courant de la pile à combustible.

Le calcul de  $I_{PAC-ref}$  est obtenu par la division de la puissance de référence, fournie par le bloc de gestion d'énergie, par la tension de la PAC. Le courant  $I_{PAC}$  est mesuré et comparé à une valeur de référence  $I_{PAC-ref}$ , et le signal d'erreur est traité via un contrôleur simple Proportionnel-Intégral (PI).



Figure IV.21. Régulation du bus continu.

Le convertisseur bidirectionnel transforme une alimentation continue non régulée en une puissance de bus continu régulée dans la configuration hybride. Les rapports cycliques  $\alpha_{21}$ et  $\alpha_{22}$  de la source de tension qui sont attribués pour les interrupteurs K<sub>21</sub> et K<sub>22</sub> sont fournis par une double chaine de régulation de type PI comme montré dans la figure IV.21. Nous devrions contrôler la modulation de largeur d'impulsion (MLI) de K<sub>21</sub> et K<sub>22</sub> pour stabiliser la tension du bus continu v<sub>dc</sub> et limiter le courant I<sub>SC</sub> du SC.

Les valeurs des paramètres des régulateurs PI calculés pour régler la tension du bus continu et le courant de la pile à combustible sont données dans l'annexe B.

#### IV.8. Gestion d'énergie du contrôleur en utilisant la logique floue

Avec l'apparition relativement récente des véhicules électriques hybrides; le problème de la gestion d'énergie devient très intéressant pour les chercheurs et les industriels pour optimiser la répartition de puissance entre les sources principales et les éléments de stockage (batteries, supercondensateurs ...).

Dans la littérature, il y a deux visions de classifier les stratégies de gestion d'énergie. La première, concerne une classification On/Off-line [Mal\_14], [Sol\_12], [Tri\_10] et une autre classification basée sur l'obtention des approches de gestion d'énergie à savoir les techniques à base d'optimisation et les techniques à base de règles [Sad\_13], [Sal\_07].

La stratégie de gestion adoptée est basée sur un système flou, ce dernier sert à identifier la puissance instantanée à fournir par la pile à combustible  $P_{PAC}$  pour un état de charge donné *SOC* (state of charge) et une puissance demandée  $P_{dem}$  comme montrer sur la figure IV.22 [Han\_08].



Figure IV.22. La gestion d'énergie par logique floue.

#### IV.8.1. Mise en œuvre du système flou

Le système de décision flou mis en œuvre utilise deux variables d'entrées qui sont l'état de charge du SC ,SOC, et la puissance de traction demandée,  $P_{dem}$ , la variable de sortie du système étant la puissance fournie par la pile à combustible,  $P_{PAC}$ . L'univers de discours de chacune de ces variables est défini par les contraintes de dimensionnement en puissance et énergie.

L'univers de discours de chacune de ces variables est divisé en plusieurs classes ou sous-ensembles. Chacun de ces sous-ensembles décrit un état de la variable désignée. L'état

de charge (SOC) du supercondensateurs peut ainsi être « Assez Faible » (VL), « Faible » (L), « Moyen » (M) ou « Élevé » (H). De même, la puissance demandée peut être considérée comme « Négative » (N), « Assez Faible », « Faible », « Moyenne » ou « Élevée ». Enfin, la puissance fournie par la pile à combustible pour être« Nulle » (Nul), « Assez Faible », « Faible », « Moyenne » ou « Élevée ».Chacun de ces ensembles flous est désigné par une fonction d'appartenance qui attribue à une valeur, x, donnée de la variable désignée, un degré d'appartenance à cet ensemble flou. Ce degré d'appartenance peut être ainsi représenté par  $\mu(x)$ .A cet égard, la méthode est faite suivant une approche similaire à [Han\_08] et [Aou\_15] ou des fonctions d'appartenance trapézoïdales sont utilisées comme le montre la figure IV.23.



Figure IV.23. Univers de discours et fonctions d'appartenance des variables d'entrée/sortie.

L'approche d'inférence floue Mamdani est utilisée avec la méthode de centre de défuzzification. Le nombre de paramètres d'appartenance pour une variable quelconque est égal à 4n, avec n le nombre de fonctions d'appartenance de la variable considérée. La figure IV.23 représente les fonctions d'appartenance de la variable d'entrée représentant l'état de charge de l'élément de stockage qui s'étalent sur l'univers de discours limité par les contraintes sur l'état de charge,  $SOC_{max}$ = 80 % et  $SOC_{min}$ = 45%.

La description linguistique de l'inférence adoptée dans notre système de décision est la suivante :

SI	$P_{dem}$ est « négative »	ЕТ		ALORS	$P_{PAC}$ est « nulle »	OU
SI	<i>P</i> <sub>dem</sub> est « négative »	ЕТ	SOC est «assez faible»	ALORS	<i>P<sub>PAC</sub></i> est « moyenne»	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «assez faible»	ЕТ	SOC est « faible »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	<i>P</i> <sub>dem</sub> est «assez faible»	ЕТ	SOC est « moyen »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	<i>P</i> <sub>dem</sub> est «assez faible»	ЕТ	SOC est « élevé »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU

SI	<i>P</i> <sub>dem</sub> est «assez faible»	ЕТ	SOC est «assez faible»	ALORS	<i>P<sub>PAC</sub></i> est « élevé »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «faible»	ЕТ	SOC est « faible »	ALORS	<i>P<sub>PAC</sub></i> est « moyenne»	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «faible»	ЕТ	SOC est « moyen »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «faible»	ЕТ	SOC est « élevé »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «faible»	ЕТ	SOC est «assez faible»	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «moyenne»	ЕТ	SOC est « faible»	ALORS	PPAC est « élevée»	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «moyenne»	ЕТ	SOC est « moyen »	ALORS	<i>P<sub>PAC</sub></i> est «moyenne »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «moyenne»	ЕТ	SOC est « élevé »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «moyenne»	ЕТ	SOC est «assez faible»	ALORS	$P_{PAC}$ est «assez faible»	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «élevée»	ЕТ	SOC est « faible »	ALORS	P <sub>PAC</sub> est « élevée »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «élevée»	ЕТ	SOC est « faible »	ALORS	<i>P<sub>PAC</sub></i> est « moyenne »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «élevée»	ЕТ	SOC est « moyen »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	OU
SI	P <sub>dem</sub> est «élevée»	ЕТ	SOC est « élevé »	ALORS	$P_{PAC}$ est « faible »	

Une simplification des inférences s'obtient à l'aide d'une représentation graphique appelée matrice d'inférence comme montré dans le tableau IV.2. A l'intersection d'une colonne et d'une ligne liées aux ensembles des variables d'entrée se trouve l'ensemble correspondant de la variable de sortie. Il faut préciser que la représentation des règles d'inférences au travers d'une matrice d'inférence est envisageable vu qu'il s'agit de règles ou un « **OU** » logique est sous-entendu entre les règles.

Le choix de ces règles traduit la logique adoptée vis-à-vis du fonctionnement du groupe électrogène hybride. L'idée générale derrière ces règles est que la pile à combustible fournit d'autant plus de puissance que la puissance demandée en est élevée et / ou que l'état de charge de l'élément de stockage en est faible. De même que la pile fournit une puissance aussi faible que la demande en puissance en est faible ou que l'élément de stockage est assez chargé pour fournir cette demande en puissance. Partant de cette idée générale, le choix de ces règles reste un choix arbitraire qui tend à assurer un passage continu de la puissance de son état élevé à son état assez faible en utilisant les états intermédiaires. Il faut de plus préciser que la première règle utilisée qui impose à la pile à combustible une puissance nulle ou plutôt négligeable lorsque la puissance demandée est négative reste une hypothèse de simplification puisqu'en réalité la pile peut fournir de la puissance qui va être absorbée par l'élément de stockage en parallèle à la puissance de freinage récupérée.

90

<b>P</b> <sub>PAC</sub>		Pdem					
		VL	L	М	Н	N	
	VL	М	Н	Η	Н	N	
	L	L	М	М	М	Ν	
SOC	М	VL	VL	L	L	N	
	Н	VL	VL	VL	L	N	

Tableau IV.2. Matrice	d'inférence d	lu svstème d	le décisions floues.
1 doitedd 1 + 121 111ddiiee		ia by bienne e	

#### IV.9. Résultats de simulation et interprétation

Pour valider le système donné par la figure IV.1, le moteur synchrone à aimants permanents est connecté au bus continu par un onduleur multiniveaux. La tension du bus continu est maintenue égale à 500 V. Le véhicule est alimenté par une source hybride composée d'une source principale qui est la pile à combustible et d'un supercondensateur qui est une source secondaire. Différentes simulation ont été réalisées en utilisant le logiciel MATLAB /Simulink. Les résultats ont été obtenus avec le nouveau cycle de conduite européen (NEDC), avec une vitesse maximale de 120 km/h, comme indiqué à la figure IV.24.

La vitesse du véhicule suit la vitesse de référence indiquée à la figure IV.24, mais avec l'utilisation d'un onduleur à sept niveaux, la vitesse est plus lisse comparée à celle obtenue avec les onduleurs à trois et à cinq niveaux.

La puissance et le couple électromagnétique du moteur de traction sont représentés respectivement sur les figures (IV. 25 et IV.26). On peut observer que la puissance et le couple électromagnétique sont plus déformés avec les onduleurs de niveaux (3 et 5). Cependant, avec un onduleur à 7 niveaux, les performances électriques et mécaniques du moteur de traction sont considérablement améliorées.



Figure IV.24. Allure de cycle de conduite européen (NEDC) et la vitesse du véhicule.



Figure IV.25. Allure de la Puissance de la MSAP.



Figure IV.26.Allure du couple électromagnétique de la MSAP.

Les figures (IV.27, IV.28) présentent le courant et la tension de la pile à combustible. À partir de ces résultats, on peut constater que les contraintes de charge sont clairement éliminées avec l'utilisation d'un onduleur à 7 niveaux par rapport aux autres onduleurs et que le rendement, illustrée à la figure IV.29 est amélioré.

Les caractéristiques de supercondensateurs sont également améliorées à l'aide d'un onduleur NPC à sept niveaux (figures IV.30), et la forme d'onde de la tension du bus continu, illustrée à la figure IV. 31, est maintenue à sa valeur de référence (500V) et présente moins d'oscillations que celle obtenue avec des onduleurs NPC à trois et cinq niveaux.

L'objectif principal de cette simultation est de réduire les contraintes de charge sur la pile à combustible qui est dans cette application la source principale d'énergie. Avec l'onduleur à sept nivaux cet objectif est atteint, la continuité de service est assurée et la durée de vie de la source et du véhicule est plus grande.

50



 $\sum_{\substack{\text{and}\\\text{$ 

Figure IV.27. Allure du courant de la pile à combustible.

Figure IV.28. Allure de la tension de la PAC.


Figure IV.29.Allure du rendement de la pile à combustible.





Figure IV.31. Allure de la tension du bus continu.

#### **IV.10.** Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de tous les éléments du système étudié. La commande de la source d'énergie hybride est aussi détaillée dans ce chapitre. La gestion d'énergie de la source hybride (PAC/SC) en utilisant la logique floue est également donnée. Trois niveaux différents (3, 5 et 7) d'onduleur NPC sont utilisés pour alimenter le moteur de traction (MSAP) dans le VEH. Aucun dispositif supplémentaire n'a été nécessaire. Ce chapitre nous a aussi permis de dimensionner le système de stockage d'énergie, à savoir, la pile à combustible, le module supercondensateurs et les inductances associés aux convertisseurs statiques.

Les différentes caractéristiques des formes d'onde des sources PAC et SC et de la MSAP sont tracées en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

Les résultats de la simulation montrent qu'en augmentant le nombre de niveaux, l'onduleur est capable d'atteindre une tension AC plus élevée, produire plus d'échelons de tension qui s'approcheront de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique, diminuer les contraintes sur la pile à combustible et améliorer la caractéristique de la source d'énergie (PAC/SC) du VEH.

La comparaison entre les onduleurs NPC à 3, 5 et 7 niveaux présentés dans ce chapitre montre que l'onduleur à 7 niveaux est le plus efficace pour améliorer les performances et la durée de vie de la source PAC/SC dans le VEH. Il est très utile de pouvoir maintenir les performances de fonctionnement de VEH en cas de défaillances d'un composant semiconducteur.

# Conclusion générale

# **Conclusion générale**

L'objectif du travail présenté dans cette thèse est l'amélioration des performances des convertisseurs électromécanique basé sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Pour cela, la MSAP est alimentée par un onduleur de tension à structure NPC de différents niveaux (2, 3,5 et 7). La vitesse de la MSAP est asservie en utilisant des régulateurs non-linéaires et enfin pour valider ce travail une application au véhicule électrique hybride (VEH) a été faite.

Dans le premier chapitre, différents matériaux magnétiques ont fait l'objet d'une présentation et plusieurs structures de machines ont été présentées en insistant sur la diversité des structures de rotors à aimants. Ensuite, un état de l'art sur les applications de la MSAP pour différentes puissances (petites, moyenne et grande) et sur ces différentes structures d'alimentation.

Le deuxième chapitre est devisé en deux parties : dans la première partie, nous avons établi un modèle mathématique de tous les éléments du système alimentation-machine (réseau, redresseur MLI, filtre, onduleur de tension triphasé à n-niveaux et la MSAP). Dans le but d'optimiser le système d'entrainement à base d'une MSAP, la deuxième partie de ce chapitre a été consacré à :

- > La commande en boucle fermé du redresseur MLI, en utilisant des régulateurs classique PI. Cela nous a permis de régler la tension du bus continu  $v_{dc}$  à une valeur de référence désirée, ce qui nous a donné la possibilité d'avoir une puissance qui s'écoule dans les deux sens ;
- Ensuite, nous avons procédé à l'étude du principe de la commande vectorielle. pour améliorer le comportement dynamique et statique de la machine synchrone à aimants permanents, sa vitesse est asservie en utilisant des régulateurs PI classiques ;
- Pour améliorer les performances électriques et mécaniques de la MSAP, cette dernière est alimenté par un onduleur de tension triphasé de type NPC à n-niveaux (2, 3, 5 et 7);

L'implémentation de ce modèle a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink et les résultats de simulation ont été présentés pour valider les modèles mathématiques utilisés. Le système à été testé sans défaut en premier lieu et avec une défaillance d'un semiconducteur dans le premier bras de l'onduleur en deuxième lieu. De cette simulation, la tolérance aux pannes est obtenue en utilisant des onduleurs multi-niveaux et les performances de la machine sont améliorées. Les régulateurs classique de type PI présentent des limites quant à la variation des paramètres de la machine. Afin de remédier à ce problème, les contrôleurs non linéaires participent d'une manière considérable à l'élimination des oscillations et des fluctuations sur les différentes caractéristiques de vitesses, de couple et de courant. Le chapitre trois a fait l'objet de cette étude. Les régulateurs linéaires de type PI sont remplacé en premier temps par des régulateur à mode glissant. Mais les résultats de simulation ont montré que les performances électriques et mécaniques de la MSAP présentent des ondulations et que ce régulateur est limité par l'effet de broutement (appelé en anglais "chattering"). Dans le but de réduire ces ondulations, la commande par logique floue a été proposée. La comparaison des résultats obtenus avec les deux méthodes est donnée, ce qui nous a permis de conclure que les performances de la MSAP sont nettement améliorées en utilisant la commande par logique floue.

Dans le quatrième chapitre, nous avons montré l'impact du nombre de niveaux d'onduleurs pour améliorer les performances du véhicule électrique hybride (VEH). Pour cela, la MSAP alimentée par des onduleurs multi-niveaux est utilisée comme le moteur de traction du véhicule. Ce dernier est alimenté par une source d'énergie hybride composée d'une pile à combustible qui est considérée comme une source primaire et d'une source secondaire qui est un super-condensateur. Un modèle mathématique de tous ces éléments constituant le VEH à été donné et une stratégie de gestion d'énergie à base de la logique floue est adopté afin de gérer l'énergie transférée des sources vers la charge. Différentes simulation ont été réalisées avec Matlab/Simulink et les résultats ont été obtenus avec le nouveau cycle de conduite européen (NEDC).

Les résultats de la simulation ont montré qu'en augmentant le nombre de niveaux d'onduleur, nous avons obtenu plus d'échelons de la tension qui s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique et les caractéristique de la source d'énergie (FC/UC) du VEH sont améliorés.

Nous avons constaté par la comparaison entre les onduleurs NPC à 3, 5 et 7 niveaux que l'onduleur à 7 niveaux est le plus efficace pour améliorer les performances et la durée de vie de la source FC/UC dans le VEH et il est très utile afin de pouvoir maintenir les performances de fonctionnement de VEH en cas de défaillances d'un composant semiconducteur.

En conclusion, ce travail a permit de montrer l'efficacité d'augmentation du niveau d'onduleur de tension à structure NPC dans l'amélioration des performances de la MSAP et du véhicule hybride. Ce qui a permit aussi l'amélioration du rendement du véhicule, l'augmentation de la durée de vie de la source hybride (FC/UC) et la sureté de fonctionnement du véhicule en cas de défaillance d'un composant semi-conducteur.

En perspective, des travaux de recherche peuvent être menés pour étudier les points suivants:

- Il serait intéressant de modifier la stratégie de commande des onduleurs multiniveaux. Nous n'avons considéré pour le moment qu'un pilotage par MLI sinustriangle. L'injection d'un harmonique 3 ou l'utilisation d'une MLI vectorielle ou encore calculée pourrait fournir de meilleures solutions que celles que nous avons obtenues jusqu'à présent et permettrait d'améliorer encore les performances du véhicule ;
- La dégradation des systèmes d'entraînement électriques est susceptible d'engendrer d'énormes dégâts technologiques, financiers et humains. Pour assurer la continuité de fonctionnement, la reconfiguration de l'onduleur multiniveaux suite à un défaut peut être envisagée ;
- Enfin, une perspective de validation expérimentale du système (Onduleur- MSAP) étudié et son application au véhicule électrique hybride dans des parcours réels avec toutes les conditions de fonctionnement que peut rencontrer le véhicule dans la nature quotidiennement ;

# Annexes

# Annexe A

## Paramètres du système

#### A.1 Paramètres du réseau et du redresseur MLI

Paramètres	Symboles	Valeurs
La résistance du filtre d'en	$R_r$	1.33Ω
L'inductance du filtre d'entrée	Lr	4.23*10 <sup>-3</sup> H
La capacité du bus continu	$C_{bus}$	3.3*10 <sup>-3</sup> F
La résistance de charge	$R_{ch}$	100 Ω
Valeur maximale des tensions du réseau	$E_m$	220 V

#### A.2 Paramètres de la MSAP

Paramétres	Symboles	Valeurs
La puissance	P <sub>MSAP</sub>	50kW
La résistance statorique	$R_s$	0.05Ω
L'inductance de l'axe d	$L_d$	0.00065 H
L'inductance de l'axe q	$L_q$	0.00063 H
Flux induit par les aimants	$arPsi_{f}$	0.2 Wb
Moment d'inertie	$J_m$	0.1 (kgm <sup>2</sup> )
Nombre de paires de Pôles	Р	3

#### A.3 Paramétres du vehicule

Paramétres	Symboles	Valeurs
Masse du véhicule	MVEH	800 kg
Surface frontale du véhicule	$A_f$	$1.75 m^2$
Coefficient de roulement du véhicule	$C_{roul}$	0.009
Masse volumique de l'air	$ ho_{air}$	1.2 kg/m <sup>3</sup>
Accélération due à la pesanteur	g	9.81 m/s <sup>2</sup>

Paramétres	Symboles	Valeurs
Puissance nominale	P <sub>PAC</sub> ,nom	35 kW
Résistance interne	$R_{PAC}$	$3 m\Omega$
Constante pour stimuler la surtension	В	0.0477 V
Constante de la soupape d'hydrogène	$K_{H2}$	4.22.10 <sup>-5</sup> k.mol.atm/s
Constante de la soupape d'oxygène	$K_{O2}$	4.22.10 <sup>-5</sup> k.mol.atm/s
Temperature absolue	Т	65 °C

#### A.4 Paramètres de la Pile à combustible

#### A.5 Paramètres du supercondensateur

Paramétres	Symboles	Valeurs
Capacité	F	500 F
Puissance maximale	P <sub>SC,max</sub>	45 kW
Résistance	$R_{SC}$	2.4 mΩ
Tension	Vsc	16.2 V
Température de fonctionnement	$T_{SC}$	25 °C

\_

## Annexe B

## Paramètres de simulation du système

**B.1** Paramètres de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimenté par l'onduleur NPC multiniveaux.

#### **B.1.a Paramètres des régulateurs PI**

Paramètres	Symboles	Valeurs	
La fréquence de la porteuse	$f_P$	15 kHz	
Coefficient d'amortissement	ξ	$\sqrt{2}/2$	
Temps de réponse	tr	3τ	

Avec :

 $\tau$  : La constante du temps en boucle fermée.

Les valeurs des paramètres des régulateurs PI utilisés dans notre travail sont :

Courant 
$$I_d$$
:  $\begin{cases} K_p = 100 \\ K_i = 50 \end{cases}$ ; Courant  $I_q$ :  $\begin{cases} K_p = 100 \\ K_i = 50 \end{cases}$ ; Vitesse  $\Omega$ :  $\begin{cases} K_p = 0.35 \\ K_i = 1.5 \end{cases}$ 

#### B.1.b Paramètres des régulateurs par mode glissant

Les paramètres du régulateur par mode glissant utilisé dans notre travail sont :

a. Courant  $I_d$ :

$$V_{dref} = V_{deq} + V_{dk} \tag{B.1}$$

Avec: 
$$V_{dref} = \left(\frac{d_{Idref}}{dt} + \frac{R_s}{L_d}I_d - P\frac{L_q}{L_d}I_q\Omega\right)L_d + K_d sign(S(I_d))$$
(B.2)

$$V_{dref} = \left(\frac{dI_{dref}}{dt} + a_1 I_d - a_2 \Omega I_q\right) g_1 + k_d sign(s(I_d))$$
(B.3)

$$a_1 = \frac{R_s}{L_d}; a_2 = P \frac{L_q}{L_d}; g_1 = L_d; K_d = 50.$$

Courant *Iq*:

Donc :

$$V_{qref} = V_{qeq} + V_{qk} \tag{B.4}$$

On a: 
$$V_{qref} = \left(\frac{d_{Iqref}}{dt} + \frac{R_s}{L_q}I_q + \frac{L_d}{L_q}P\Omega I_q + \frac{\phi_f}{L_q}P\Omega\right)L_q + K_q sign(S(I_q))$$

(B.5)

Donc: 
$$V_{qref} = \left(\frac{d_{Iqref}}{dt} + b_1 I_q + b_2 \Omega I_q + b_3 \Omega\right) g_2 + K_q sign(S(I_q))$$

(B.6)

$$b_1 = R_s/L_q; \ b_2 = P \frac{L_d}{L_q}; \ b_3 = \frac{\phi_f}{L_q}P; \ g_2 = L_q; \ K_q = 270.$$

Vitesse Ω:

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \tag{B.7}$$

: 
$$i_{qref} = -\frac{\frac{1}{J}C_r + \frac{f}{J}\Omega + \dot{\Omega}_{ref}}{\frac{3}{2}(\frac{P(L_d - L_q)}{J}I_d + P\frac{\phi_f}{J})} + K_{\Omega}sign\,S(\Omega)$$
(B.8)

Donc: 
$$i_{qref} = -\frac{c_4 c_r + c_1 \Omega + \dot{\Omega}_{ref}}{c_2 I_d + c_3} + K_\Omega sign S(\Omega)$$
(B.9)

Avec :

Avec

$$C_1 = \frac{f}{J}$$
;  $C_2 = \frac{3}{2} \left( \frac{P(L_d - L_q)}{J} \right)$ ;  $C_3 = P \frac{\phi_f}{J}$ ;  $C_4 = \frac{1}{J}$ ;  $K_{\Omega} = 150$ ;

#### B.2 Paramètres de simulation du redresseur MLI

Paramètres	Symboles	Valeurs
La fréquence du réseau	f	50 Hz
La fréquence de la porteuse	$f_p$	15 kHz
Référence de la tension du bus continu	V <sub>dc-ref</sub>	500 V
Coefficient d'amortissement	ξ	$\sqrt{2}/2$
la pulsation de	Wn	wc/5
la pulsation de commutation	Wc	$w_c=2\pi f_p$

En utilisant la méthode de calcul par compensation de pôles, les paramètres des régulateurs PI obtenus sont :

Courant  $I_d$ :  $\begin{cases} K_p = -13.18 \\ K_i = -2.96 \end{cases}$ Courant  $I_q$ :  $\begin{cases} K_p = -5.18 \\ K_i = -2.96 \end{cases}$ Tension  $v_{dc}$ :  $\begin{cases} K_p = 5.31 \\ K_i = 0.00075 \end{cases}$ 

#### **B.3 Paramètres du régulateur de la PLL**

PLL: 
$$\begin{cases} K_p = -12.34 \\ K_i = -2.96 * 10^3 \end{cases}$$

#### B.4 Paramètres du régulateur du courant de la PAC et de la tension du bus continu

B.4.a Paramètres du régulateur du courant de la PAC

$$I_{PAC} \colon \begin{cases} K_p = 150\\ K_i = 0.1 \end{cases}$$

B.4.b Paramètres du régulateur du bus continu

$$v_{dc}: \begin{cases} K_p = 1.5 \\ K_i = 1 \end{cases}$$
  $I_{SC}: \begin{cases} K_p = 1.5 \\ K_i = 1 \end{cases}$ 

# Annexe C

### Dimensionnement des sources d'énergie du véhicule

#### C.1. Caractéristiques de la pile à combustible

P <sub>PAC-max</sub>	P <sub>PAC</sub>	N <sub>PAC</sub> -serie	N <sub>PAC</sub> -paral	Vdc	$E_{cell}$
45 kW	64W	471	2	500V	0.53V

Avec :

$$N_{PAC-serie} = \frac{V_{bus}}{2.E_{cell}}$$
(C.1)

$$N_{PAC-paral} = \frac{P_{PAC-max}}{N_{PAC-serie} P_{PAC}}$$
(C.2)

 $N_{PAC-serie}$ : Nombre de cellules montées en série.

 $N_{PAC-paral}$ : Nombre de branches séries montées en parallèle.

#### C.2. caractéristiques du pack supercondensateurs

Célem	Vélem-max	Vsc-max	Etrans-max	$N_p$	Ns
1500F	2.55	360V	563 kJ	2	141

Avec :

$$E_{\max-transf} = P_{SC-max} t_a = \frac{1}{2} C_{sc} (V_{C-max}^2 - V_{C-min}^2)$$
(C.3)

$$N_{\acute{e}lem} = N_p \times N_s = \frac{E_{max-transf}}{C_{\acute{e}lem} V_{\acute{e}lem-max}^2} \frac{2}{1-k^2}$$
(C.4)

$$N_s = \frac{V_{SC-max}}{V_{\acute{e}lem-max}} \tag{C.5}$$

$$N_p = \frac{V_{\acute{e}lem}}{N_s} \tag{C.6}$$

$$R_{SC} = \frac{N_S}{N_P} R_{\acute{e}lem} \tag{C.7}$$

#### C.3. caractéristiques des convertisseurs DC-DC

Pour une tension du bus continu  $v_{dc}$  régulée à 500V, nous avons :

Tableau C.3. Caractéristiques des convertisseurs de puissance.

fp	$\Delta v_{dc,max}$	Ibus,max	$\Delta I_{SC,max}$	$\Delta I_{PAC}$	Cbus	$L_1$	$L_2$
15kHz	$\pm 5V$	±150A	2A	2A	1mF	3.3mH	3.3mH

# Bibliographie

# Bibliographie

[Abd\_16] W. Abd Halim , S. Ganeson, M. Azri et T.N.A. Tengku Azam, *«Review of Multilevel Inverter Topologies and Its Applications»*, Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering, Vol. 8, N<sup>o</sup>. 7, pp:51-56, 2016.

[Abd\_17] R. Abdelmoula, N. Ben Hadj, M. Chaieb et R. Neji, *«Reducing Torque Ripples in Permanent Magnet Synchronous Motor»*, Journal of Electrical Systems, Vol.13, N°.3, pp:528-542, 2017.

[Abd\_19] H. Abdellaoui, K. Ghedamsi, A. Mecharek, «Performance and Lifetime Increase of the PEM Fuel Cell in Hybrid Electric Vehicle Application by Using an NPC Seven-level Inverter », Journal Européen des Systémes Automatisée, Vol.52, N°.3, pp:325-332, 2019.

[Alo\_08] L. A. Al-Odienat, A. A. Al-Lawama, *«The Advantages of PID Fuzzy Controllers Over The Conventional Types»*, American Journal of Applied Sciences, Vol.5, Issue: 6, pp: 653-658, 2008.

[Alb\_00] P. Albertos, A. Sala, M. Olivares, *« Fuzzy Logic Controllers. Methodology, Advantages and Drawbacks»*, Conference: X Congreso Español sobre Tecnologías y Lógica Fuzzy, ESTYLF 2000, Sevilla, España, 2000.

[Als\_07] *AGV Performance et modularité*, Fiche technique de l'AGV sur le site internet Alstom Transport, juin 2007, Consulté le 25/09/2019.

[Amm\_13] A. Ammar, « *Modélisation et Optimisation d'un Générateur Synchrone à Double Excitation de Forte Puissance* », Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lille, France, 2013.

[Amr\_05] F. Amrouche, B. Mahmah , M. Belhamel et H. Benmoussa, *«Modélisation d'une Pile à Combustible PEMFC Alimentée Directement en Hydrogène-Oxygène et Validation Expérimentale »*, Revue Energie Renouvelable, Vol. 8, pp : 109 – 121, 2005.

[Ant\_00] A. P. Antoni, *«Improvement in Direct Torque Control of Induction Motors»*, Thèse de Doctorat de l'Université Polytechnique de Catalunya, Espagne, Novembre 2000.

[Ano\_59] D.V. Anosov, *«On Stability of Equilibrium Points of Relay Systems»*, Automation and Remote Control, Vol. 2, pp: 135-149, 1959.

[Aou\_15] H. Aouzellag, K.Ghedamsi et D. Aouzellag, *«Energy management and fault tolerant control strategies for fuel cell/ultra-capacitor hybrid electric vehicles to enhance autonomy, efficiency and life time of the fuel cell system»*, International Journal of Hydrogen Energy Vol.40, Issue22, pp: 7204-7213, 2015.

[Bag\_99] L. Baghli, «Contribution a la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy - I, France, 1999.

[Ban\_12] M. R. Banaei, E. Salary, *«Two Flying Capacitors Cascaded Sub-Multilevel Inverter with Five Switches for DC–AC Conversion»*, Article in Gazi University Journal of Science (GU J Sci), Vol. 25, N<sup>o</sup>. 4, pp: 875-886, 2012.

[Bau\_04] P.R. Bauquis, *«Quelles Energies pour les Transports au XXIe Siècle ?»*, Les cahiers de l'économie, N°. 55, janvier 2004.

[Bel\_02] B. Belabbes, « *Etude Comparative de La CSV et la Commande Non Linéaire Pour l'Asservissement de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents* », Conférence on Electrical Engineering, Université de Batna, 10-11 décembre 2002.

[Bel\_12] M. Belatel, F.Z. Aissous et F. Ferhat, *«Contribution à l'Etude d'une Pile a Combustible de Type PEMFC Utilisée pour la Production d'Energie Electrique Verte »*, Revue des Energies Renouvelables, Vol. 15, N°.1, pp : 13-28, 2012.

[Ber\_07] J. Bernard, «Véhicules hybrides à pile à combustible : dimensionnement et stratégies de commande », Thèse de Doctorat, Université de Valenciennes et du Hainaut-Cambresis, France, 2007.

[Ber\_14] N. Bernard et J.C. Olivier, « *Méthodologie de Dimensionnement sur Cycle d'une Machine Synchrone Rapide à Aimants Permanents : Application au Stockage Inertiel Longue Durée* », Symposium de Génie Electrique (SGE'14), ENS Cachan, France, 8-10 Juillet 2014.

[Bha\_12] S. Bhagyashree et N. Vaishali, *«Fuzzy Logic Controller for PMSM»*, International Journal of Electrical and Electronics Engineering (IJEEE), Vol.1, N<sup>o</sup>. 3, pp: 73-78, 2012.

[Bid\_11] M.D. Bidart, «*Commande Coopérative des Systems Monoconvertisseurs Multimachines Synchrones*», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), France, 2011.

[Bis\_14] B. Bissonnette, « *Moteur sans Balais* », le 10 janvier 2014, Consulter le 01/12/2019, Disponible sur : www.parlonsoutils.com/les-moteurs-sans-balais/.

[Bom\_09] E. Bomme, « *Modélisation et Optimisation des Machines Electriques Discoïdes à Double Entrefer* », Thèse de Doctorat, Institut polytechnique de Grenoble, France, 2009.

[Bou\_96] M. Boussak, R. Pilioua-Sendo, «*Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique avec L'estimation de La Position Initiale des Servomoteurs Synchrones a Aimants*», 16éme journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'Automatique, Hammamet, Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.

[Bou\_12] M. Boukais, «*Contribution a la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines a aimants permanente (BDCM- PMSM)*», Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi Ouzou, 2012.

[Bou\_14] O. Bouhali, B. Francois et N. Rizoug, *«Line-to-line Voltage Space Vector Modulation for Neutral-point Clamped Multi-level Converter with DC-link Capacitor Voltage Balancing Using Redundant Vectors »*, Electric Power Components and Systems, Vol.42, N°.10, pp:1070–1086, 2014.

[Bou\_10] A. Bouafia, «*Techniques de Commande Prédictive et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance: Application Aux Redresseurs à MLI*», Thèse de doctorat, université Ferhat ABBAS, Setif, 2010.

[Bre\_10] V. Bregeault, *«Quelques Contributions à la Théorie de la Commande par Modes Glissants»*, Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, France, 2010.

[Bru\_15] K. Bru, P. Christmann, J.F. Labbé et G. Lefebvre, « *Panorama 2014 du Marché des Terres Rares* », Étude réalisée dans le cadre des projets de Service public du BRGM (*Bureau de Recherches Géologiques et Minières*), France, 2014/2015.

[Buh\_86] H. Buhler, «*Réglage par Mode de Glissement*», Presse Polytechnique Romande, 1<sup>ère</sup> édition, 1986.

[Can\_13] D. Candusso, « *Contribution à l'Expérimentation de Générateur à Piles à Combustible de Type PEM pour les Systèmes de Transport* », HDR, l'Ecole Normale Supérieure de Cachan, France, 2013.

[Car\_10] S. Carriere, «Synthèse Croisée de Régulateurs et d'Observateurs pour le Contrôle Robuste de la Machine Synchrone », Thèse de Doctorat, l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2010.

[Che\_98] F. Chevrie, F. Guely, «La Logique Floue», Cahier Technique Schneider, N°191, Mars 1998.

[Che\_96] S.X. Chen, M.A. Jabbar, Q.D. Zhang et Z.J. Liu, *«New Challenge: Electromagnetic Design of BLDC Motors for High Speed Fluid Film Bearing Spindles used in Hard Disk Drives »*, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 32, N<sup>o</sup>. 5, pp: 3854-3856, 1996.

[Ché\_04] L. Chédot, « *Contribution à l'Etude des Machines Synchrones à Aimants Permanents Internes à Large Espace de Fonctionnement. Application à l'Alterno-Démarreur* », Thése de Doctorat, Université de Compiégne, France, 2004.

[Cho\_13] H.H. Choi, J.W. Jung, *«Discrete-Time Fuzzy Speed Regulator Design for PM Synchronous Motor»*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, pp: 600-607, 2013.

[Chu\_99] D. Chu et R. Jiang, *«Performance of Polymer Electrolyte Membrane Fuel Cell (PEMFC) Stacks - Part I, Evaluation and Simulation of an Air Breathing PEMFC Stack»*, Journal of Power Sources, Vol. 83, N°.1-2, pp: 128 - 133, 1999.

[Cor\_04] J.M. Correa, F.A. Farret, L.N. Canha et M.G. Simoes, *«An Electrochemical Based Fuel –Cell Model Suitable for Electrical Engineering Automation Approach»*, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 51, Issue. 5, pp: 1103 -1112, 2004.

[Den\_15] F. Deng, Z. Chen, «Voltage-Balancing Method for Modular Multilevel Converters Switched at Grid Frequency», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 62, N°.5, pp: 2835-2847, 2015.

[Dog\_13] H. Dogan, « Méthodologie de Conception des Machines Synchrones à Aimants Permanents : Application au Véhicule Electrique avec Chargeur Rapide Embarqué », Thèse de Doctorat, Université de Grenoble, France, 2013.

[Dut\_08] R. Dutta et M. F. Rahman, *«Design and Analysis of an Interior Permanent Magnet (IPM) Machine With Very Wide Constant Power Operation Range»*, Transactions on Energy Conversion, vol. 23, N°.11, pp:25 -33, 2008.

[Edw\_ 98] C. Edwards et S.K. Spurgeon, *«Sliding Mode Control - Theory and Application»*, Taylor & Francis, 1<sup>st</sup> edition, 1998.

[Fan\_13] W. Fang, « *Elaboration de Matériaux Composites Nanofils Magnétiques/Polymères pour la Fabrication d'Aimants Permanents*», Thèse de doctorat, Université Paris-Sud XI, France, 2013.

[Far\_08] J.A. Farouk, « *Etude de Problème Inverse en Electromagnétisme en vue de la Localisation des Défauts de Désaimantation dans les Actionneurs à Aimants* Permanents », Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard, France, 2008.

[Fer\_01] J-P. Ferrieux, F. Forest, *Alimentations à découpage Convertisseurs à résonance*. *Principes-composants-modélisation*. Dunod 3e édition – 2001.

[Fin\_08] T. Finken, M. Felden et K. Hameyer, « *Comparison and Design of Different Electrical Machine Types Regarding their Applicability in Hybrid Electrical Vehicles*», 18th International Conference on Electrical Machines (ICEM 2008), 6-9 September, Vilamoura, Portugal, 2008.

[Fin\_17] Th. Finken, M. Hombitzer et K. Hameyer, *«Study and Comparison of several Permanent-Magnet excited Rotor Types regarding their Applicability in Electric Vehicles»*, 20<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 11-14 August. Sydney, Australia, 2017,

[Ghi\_15] A.M. Ghias, J. Pou, G.J. Capella, V.G. Agelidis, R.P. Aguilera, T. Meynard, *«Single-Carrier Phase-Disposition PWM Implementation for Multilevel Flying Capacitor Converters »*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, N°.10 , pp: 5376 – 5380, 2015.

[Gur\_18] G. Artetxe, J. Paredes, B. Prieto, M.M. Ituralde et I.Elosegui, *«Optimal Pole Number and Winding Designs for Low Speed–High Torque Synchronous Reluctance Machines»*, International Journal of Energies, Vol.11, N<sup>o</sup>.1, pp: 1-21,2018.

[Gur\_12] D. Gurakuq et G. Dieter, *«Efficiency Improvements of Electric Machines for Automotive Application»*, World Electric Vehicle Journal, Vol. 5, pp: 520-526, 2012.

[Guz\_07] L. Guzzela et A. Sciarretta, « *Vehicle Propulsion Systems: Introduction to modeling & optimization*», Edition: Springer-Verlag Berlin and Heidelberg GmbH & Co. K. 2ème Edition, Septembre, 2007.

[Han\_08] W. Hankache, « *Gestion optimisée de l'énergie électrique d'un groupe électrogène hybride à pile à combustible* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2008.

[Hei\_02] T. Heikkilä, « *Permanent Magnet Synchronous Motor for Industrial Inverter Applications – Analysis and Design* », Thèse de Doctorat, Université Technologique de Lappeenranta, Finland, 2002.

[Her\_08] V. M. Hernandez-Guzman, V. Santibanez et R. Campa, «*PID Control of Rigid Robots Actuated by Brushless DC Motors*», American Control Conference Westin Seattle Hotel, Seattle, Washington, USA June 11-13, 2008.

[Hol\_03] A. Holzknecht, «Torque Motors do the Trick», Machine Design, 2003.

[Hor\_12] Th. Horde, « *Etude de Systèmes Pile à Combustible Hybridé Embarqués pour l'Aéronautique* », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure des Mines de Paris, France, 2012.

[Hwa\_12] C.C. Hwang, P. Lun Li, Ch-T Liu et C. Chen, *«Design and Analysis of a Brushless DC Motor for Applications in Robotics»*, IET Electric Power Applications, Vol. 6, N<sup>o</sup>.7, pp: 385–389, 2012.

[Jav\_16] T. Javieda, T. Rackowa, R. Stankallaa, Ch. Sterka, J. Frankea, *«A Study on Electric Energy Consumption of Manufacturing Companies in the German Industry with the Focus on Electric Drives»*, Procedia CIRP, Vol.41, pp.318 – 322, 2016.

[Jia\_05] Q. Jiang, C. Bi et S. Lin, « Sensorless Control of Permanent Magnet Spindle Motors used in Hard Disk Drives », International Conference on Electrical Machines and Systems, Vol.1, pp: 177 – 182, 2005.

[Jem\_04] S. Jemeï, « *Modélisation d'une Pile à Combustible de type PEM par Réseaux de Neurones* », Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Université de Technologie de Belfort-Montbeliard, France, 2004.

[Jin\_07] S. Jing, Z. HongWei et L. Yongping, « *Structure Optimization for Brushless DC Motor in Robot's Arms Using FEM*», IEEE International Conference on Electrical Machines and Systems, Seoul, South Korea, pp: 699–702, October 2007.

[Kech\_08] A. Kechich et B. Mazari, «La Commande par Mode Glissant : Application à la Machine Synchrone à Aimants Permanents (Approche Linéaire)», International Journal Afrique Science, Vol. 4, N<sup>o</sup> .1, pp: 21 - 37, 2008.

[Khe\_07] A. Kheldoun, «Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté », Thèse de Doctorat, université de Boumerdès, 2007.

[Kra\_14] V. Kranthi, P. Chennaiah , *«Design and Simulation of Multilevel Inverter Fed PMSM»*, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 3, No. 1, 2014.

[Kri\_01] R. Krishnan, *«Electric Motor Drives: Modeling, Analysis and Control»*, Pearson Education, New Delhi, 2001.

[Kou\_10] S. Kouro, M.Malinowski, K.Gopakumar, J.Pou, L.G. Franqelo, B. WU, J.Rodriguez et J.L.Leon, *«Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters»*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, N<sup>o</sup> .8, pp:2553 – 2580, Aout 2010.

[Kum\_05] M. Kumar, «Analysis and Control of Permanent Magnet Brushless Motor Drives», PhD Thesis, IIT Delhi, 2005.

[Kui\_13] W. Kui, Z. Zedong, L.Yongdong, L. Kean et S. Jing, *«Neutral-Point Potential Balancing of a Five-Level Active Neutral-Point-Clamped Inverter»*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, N°.5, pp: 1907-1918, 2013.

[Lak\_15] A. Laka, J.A.Barrena, J. C. Zabalza, M. Á. R. Vidal et P. I. Moreno, «*New Hexagonal Three-Phase Voltage-Source Converter Topology for High-Power*», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.62, N<sup>o</sup>.1, pp:30-39, 2015.

[Lac\_04] J. Lachaize « *Etude des Stratégies et des Structures de Commande pour le Pilotage des Systèmes Energétiques à Pile à Combustible destinés à la traction »*, PhD Thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2004.

[Lal\_09] Dj. Lalili, «*MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux : Application à la Conduite de la Machine Asynchrone* », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique (ENP) Alger, 2009.

[Lan\_05] O. Langlois, E. Foch, X. Roboam et H. Piquet, « *De l'Avion Plus Electrique à l'Avion tout Electrique : Etat de l'Art et Prospective sur les Réseaux de Bord*», Article dans J3eA, Journal sur l'Enseignement des Sciences et Technologies de l'Information et des Systèmes, Vol. 4, N°.1, 2005.

[Leo\_97] R. Leonid, *«Fuzzy Controllers»*, Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group. First published 1997.

[Leo\_98] M. T. Leon, Z.P. Fang, *«Multilevel Converters for Large Electric Drives»*, Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '98), Anaheim, California, pp:530-536, February 15-19, 1998.

[Liu\_09] F. LiuXiao, « Développement d'un Outil Logiciel d'Etude d'Architectures de Chaînes de Traction pour Véhicules Electriques ou Hybrides », Thèse de Doctorat, Université Paris Sud XI, France, 2009.

[Mai\_09] N. F. Mailah et S.M. Bashi, *«Neutral-Point-Clamped Multilevel Inverter Using Space Vector Modulation»*, European Journal of Scientific Research, Vol.28, N°.1, pp: 82-91, 2009.

[Mak\_08] H. Maker, «*Optimisation et Gestion d'Energie pour un Système Hybride : Association Pile à Combustible et Supercondensateurs* », Thèse de Doctorat, Université de technologie Belfort Monbeliard, France, 2008.

[Mal\_14] A. Malikopoulos, *«Supervisory Power Management Control Algorithms For Hybrid Electric Vehicles: A Survey»*, Intelligent Transportation Systems, IEEE Transactions on, Vol. 15, N<sup>o</sup> .5, pp: 1869-1885, 2014.

[Mal\_03] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski et A. Trzynadlowski, *«Review and Comparative Study of Control Techniques for Three-Phase PWM Rectifiers»*, Mathematics and Computers in Simulations, Vol. 63, N<sup>o</sup>. 3-5, pp: 349-361, November, 2003.

[Mei\_08] F. Meier, *«Permanent-Magnet Synchronous Machines with Non-Overlapping Concentrated Windings for Low-Speed Direct-Drive Applications»*. PhD. Thesis, Royal Institute of Technology School of Electrical Engineering Electrical Machines and Power Electronics, Sweden, 2008.

[Min\_12] Y. Mingming, W. Feng, Ch. Gang, Y. Ke et F. Jun, *«A Compound Control for PMSM Based on Fuzzy Sliding-mode and Neural Network»*, 3rd International Conference on Digital Manufacturing & Automation. 2012.

[Mor\_01] O. Morisot, « Evaluation et Analyse Technico-Economique des Systèmes Piles à Combustible - Hiérarchisation des Verrous sur la Voie des Applications Stationnaires », Rapport final de l'étude EASYPAC, Août 2001.

[Mul\_03] B. Multon, J.Y Cognard, H. Ben Ahmed, N. Bernard, P.E Cavarec, O. Gergaud, C.Kerzreho, D. Miller et S. Turri, *«Les Convertisseurs Electromécaniques d'Energie : des Systèmes Mécatroniques »*, Revue Mécanique & Industries, Elsevier, Vol.4, N° .5, pp : 551-558, 2003.

[Mye\_18] H. Myeong-Hwan, H. Jong-ho, K. Dong-Hyun et Ch. Hyun-Rok, *«Design and Analysis of Rotor Shapes for IPM Motors in EV Power Traction Platforms»*, Energies Journal, Vol.11, N°.10, 2018.

[Nab\_81] A. Nabae, I. Takahashi et H. Akagy, *«A New Neutral Point Clamped PWM Inverter»*, IEEE, Transaction on Industry Applications, Vol.1A-17, No.5, pp.761-766, 1981.

[Ngu\_09] P. H. Nguyen, E. Hoang, M. Gabsi et M. Lecrivain, *«Dimensionnement et Comparaison de Machines Synchrones à Concentration de ux à Encochage Fractionnaire pour une Application Véhicule Hybride»*, Conférence EF, UTC, Compiègne, 24-25 September, 2009.

[Nis\_96] A. Nishino, *«Capacitors: Operating Principles, Current Market and Technical Trends»*, Journal of Power Sources, Vol. 60, N° 2, pp: 137-147, Juin 1996.

[O'ri\_14] K. O'Riellya et J. Jeswieta, *«Strategies to Improve Industrial Energy Efficiency»*, Procedia CIRP, Vol.15, pp.325 – 330, 2014.

[Pan\_13] R. Pandey et S.P. Dubey, *«Multilevel Inverter Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Constant Torque Angle Control»*, Advance in Electronic and Electric Engineering, Vol.3, No.5, pp. 521-530, 2013.

[Per\_02] W. Perruquetti et J.P. Barbot, *«Sliding Mode Control in Engineering, Control»*, CRC Press, Engineering Series, 1<sup>st</sup> Edition, Published January 29, 2002.

[Por\_02] F. Porcher Document interne ALSTOM: Dimensionnement du convertisseur d'interface avec le pack supercondensateurs, 2002.

[Qin\_08] X. Qingshau, W.Nianshin, K. Ishianagi et K Yukita, *«PEM Fuel Cell Modeling and Parameter Influences of Performance Evaluation»*, Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, DRPT, April 2008.

[Qua\_03] J. Quan, B. Chao et A. Al Mamum, «*An Effective Approach to Predict Performances of High Speed BLDC Motors in Hard Disk Drives*», IECON'03. 29 th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vol.3, pp: 2120-2125, 2003.

[Qua\_15] N.P. Quang et J.A.Dittrich, « *Vector Control of Three Phase AC Machines*», Berlin, Heidelberg: Springer, 2015.

[Raj\_17] S. Raja, M. Rathinakumar et A. S. Viswanathan, *«Performance Analysis of Digital Controller for BLDC Motor Drive System»*, International Journal of Innovative Research in Science, Engineering and Technology, Vol. 6, N<sup>o</sup>.6, pp:10825-10831, 2017.

[Rah\_13] M. A. Rahman, *«Advances in Ecological Modern Electric and Hybrid Electric Veicles»*, 8th International Conference and Exhibition on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), Monte Carlo, 2013.

[Rai\_17] M. A. H. Raihan, K. J. Smith, A. A. Almoraya et F. Khan, *«Interior Permanent Magnet Synchronous Machine (IPMSM) Design for Environment Friendly Hybrid Electric Vehicle (HEV) Applications»*, IEEE Region 10 Humanitarian Technology Conference (R10-HTC), Dhaka, Bangladesh, 21 - 23 December, 2017.

[Rai\_08] J. Rais, M. P. Donsión, *«Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM). Parameters Influence on the Synchronization Process of a PMSM »*, Renewable Energies and Power Quality Journal (RE&PQJ), Vol.1, N<sup>o</sup>.6. March 2008.

[Ram\_93] L. Rambault, *«Conception d'une Commande Floue pour une Boucle de Régulation»*, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers, 1993.

[Ram\_16] G. Ramos, I.D. Melo-Ramos et J. Cifuentes, *«High Performance Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Odd Harmonic High Order Repetitive Control»*, DYNA 83 (198) pp: 27-36, 2016.

[Rin\_14] R.S Rinku et S.V Reeba, *«A Dual Layer Field Coil Assisted BLDC Machine for Aerospace Applications»*, International Conference on Advances in Green Energy (ICAGE), 17-18 December 2014.

[Rod\_05] P. Rodatz, G. Paganelli, A. Sciarretta et L. Guzzella, *«Optimal Power Management of An Experimental Fuel Cell/Supercapacitor-Powered Hybrid Vehicle»*, Control Engineering Practice, Vol. 13, pp: 41-53, 2005.

[Rod\_02] J. Rodríguez, J-S. Lai et F. Z. Peng, *«Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications»*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, N°. 4, August, 2002.

[Sad\_13] R. Sadoun, « Intérêt d'une Source d'Energie Electrique Hybride pour Véhicule Electrique Urbain-Dimensionnement et Tests de Cyclage ». PhD Thesis, Ecole Centrale de Lille, France, 2013.

[Sai\_10] R. Saidur, *«A Review on Electrical Motors Energy Use and Energy Savings»*, Renewable and Sustainable Energy Reviews, Vol.14, No.3, pp.877–898, 2010.

[Sal\_07] F.R. Salmasi, « *Control Strategies for Hybrid Electric Vehicles: Evolution, Classification, Comparison, and Future Trends. Vehicular Technology* », IEEE Transactions on, Vol.56, N<sup>o</sup>. 5, pp: 2393–2404, 2007.

[Sak\_17] S. Sakunthala, R. Kiranmayi et P. N. Mandadi. *«Study on Industrial Motor Drives Comparison and Applications of PMSM and BLDC Motor Drives»*, International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS-2017), Chennai, India, 2017.

[Say\_94] A.M. Sayeed, E.E. Malik et S.Z. Donald, « *Fuzzy Implementation of Direct Self Control of Induction Machines* », Industry Applications, IEEE Transactions, Vol.30, N<sup>o</sup>. 3, pp: 729 – 735, May-June 1994.

[Sch\_04] H. Schawab, *«Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement»*, Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, France, 2004.

[Seb\_86] T. Sebastian, G. Slemon and M. Rahman, « *Modelling of Permanent Magnet Synchronous Motors* », Magnetics, IEEE Transaction on, Vol. 22, N<sup>o</sup>. 5, pp: 1069-1071, 1986.

[Ses\_09] B. Sesanga, A. Foggia et F. Wurtz, *«Modélisation Analytique et Optimisation des Gammes de Machines Synchrones à Concentration de Flux»*, Conf. EF, UTC, Compiègne, September, 2009.

[Sha\_10] H. Shahat et H. El Shewy, *«PM Synchronous Motor Drive System for Automotive Applications»*, International Journal of Electrical systems, Vol.6, N<sup>o</sup>. 2, 2010.

[Siv\_08] J. S. Siva Prasad, T. Bhavsar, R. Ghosh, G. Narayanan, *«Vector Control of Three-Phase AC/DC Front-end Converter»*, Sadhana, Vol. 33, Part 5, pp: 591–613, October 2008.

[Sid\_15] M. N. Sid, M. Becherif, K. Marouani et H. Alloui, «*Gestion de l'Energie d'un Système Hybride Pile a Combustible/Batterie Basée sur la Commande Optimale*», Mediterranean Journal of Modeling and Simulation, MJMS, Vol.03, pp : 10-24, 2015.

[Slo\_91] J. E. Slotine, L. Weiping, « Applied Nonlinear Control», Prentice Hall, 1991.

[Sol\_12] J. Solano, «*Modélisation et Supervision des Flux Energétiques à Bord d'un Véhicule Hybride :* Approche par Logique Floue de Type-2 », Thèse de Doctorat, Université Henry Poincary, France, 2012.

[Sol\_11] J. Soleimani, A. Vahedi et S. M. Mirimani, « *Inner Permanent Magnet Synchronous Machine Optimization for HEV Traction Drive Application in Order to Achieve Maximum Torque per Ampere*», Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering, Vol. 7, N<sup>o</sup>. 4, December 2011.

[Tho\_05] Ph. Thounthong, « *Conception d'une Source Hybride Utilisant une Pile a Combustible et des Supercondensateurs* », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2005.

[Tri\_10] Ph. Tritschler, « *Optimisation de l'Architecture Electrique et Gestion d'Energie pour un Système a Pile a Combustible Embarquée Dédiée a L'application Agricole* », PhD Thesis, Université de Grenoble, France, 2010.

[Tze\_12] H. Tze-Yee, Ch. Mu-Song, L. Jia-Shen et Ch. Po-Hung, *«The Design and Implementation of the BLDC Motor Drive for a Washing Machine»*, the 1st IEEE Global Conference on Consumer Electronics, 2012.

[Tzy\_77] Y. Z. Tzypkin, *«Theory of relay control systems »*, Moscow : Gostekhizdat, 1955 (en Russe).

[Utk\_77] V.I. Utkin, «Variable Structure Systems with Sliding Modes », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 22, N°. 2, pp: 212-222,1977.

[Utk\_93] V. I. Utkin, *«Sliding Mode Control Design Principles and Application to Electric Drives»*, IEEE Trans on Elect, Vol. 40, N<sup>o</sup>. 1, pp: 23-36, February 1993.

[Utk\_99] V.I. Utkin, J. Guldner et j. Shi, *«Sliding Mode Control in Electromechanical Systems»*, Taylor and Francis, 2<sup>nd</sup> Edition, 1999.

[Uzu\_07] M. Uzunoglu et M.S. Alam, « *Dynamic Modeling, Design and Simulation of a PEM Fuel Cell/Ultra-Capacitor Hybrid System for Vehicular Applications*», Journal of Energy Conversion and Management, Vol. 48, N°.5, pp: 1544 – 1553, 2007.

[Vér\_97] L. Véronique, « *Réduction de la Complexité des Contrôleurs Flous : Application à la Commande Multi Variable*», Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, France, 1997.

[Vod\_11] M. Vodicka, P. Schönsleben, M. Brülhart, F. O.Ernst, *«Integrating energy efficiency performance in production management – gap analysis between industrial needs and scientific literature»*, Journal of Cleaner Production, Vol.19, No. 6–7, pp.667-679, April–May 2011.

[Wan\_15] L. Wang, S. Chai, D. Yoo, L. Gan et K. Ng, «*PID and Predictive Control of Electrical Drives and Power Converters Using MATLAB/Simulink*», John Wiley & Sons, 1<sup>st</sup> Edition, 2015.

[Win\_04] M. Winter et R. J. Brodd, « *What are Batteries, Fuel Cells, and supercapacitors?*», Chem. Revue, Vol. 104, N°. 10, pp: 4245–69, October, 2004.

[Xia\_13] Z. Xiaoguang et S. Lizhi, *«Nonlinear Speed Control for PMSM System Using Sliding-Mode Control and Disturbance Compensation Techniques»*, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 28, N<sup>o</sup>. 3, pp: 1358 – 1365, March, 2013.

[Wor\_03] E. Worrell, J. Alaitner, M. Ruth et H. Finman, «Productivity benefits of industrial energy efficiency measures», Energy, Vol. 28, No 11, pp:1081-1098, September 2003.

[Zhu\_08] Z. Q. Zhu et C. C. Chan, *«Electrical Machine Topologies and Technologies for Electric, Hybrid, and Fuel Cell vehicles»*, In Vehicle Power and Propulsion Conference, (VPPC'08). IEEE, pp: 1–6, 2008.

[Ziw\_17] L. Ziwei , A-K. Lebouc, R. Fratila, J. Legranger, J-M. Dubus et I. Awais, *«Investigation on Surface Mounted PM Machines with Magnet Recycling Concept for Hybrid Electrical Vehicle Applications»*, 20th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 11-14 August, 2017.

# **Publications de la doctorante**

### **Publications internationale**

**H. Abdellaoui**, K. Ghedamsi, A. Mecharek, *Performance and Lifetime Increase of the PEM Fuel Cell in Hybrid Electric Vehicle Application by Using an NPC Seven-level Inverter*, Journal Européeen de Systémes Automatisé. Vol.52, No 3, pp.325-332, June, 2019.

## Articles de conférences internationales

**H. Abdellaoui**, H. Aouzellag, K. Ghedamsi, *Linear Control of a Hybrid Vehicle*, 3<sup>nd</sup> International Conference on Information Processing and Electrical Engineering, (ICIPII 2014), Tebessa on 24-25 November, Algeria, 2014.

**H. Abdellaoui**, H. Aouzellag, K. Ghedamsi, *Non-Linear Control of a Hybrid Vehicle*, 1<sup>st</sup> International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID 2015), Djelfa on 29-30 March, Algeria, 2015

**H. Abdellaoui**, K. Ghedamsi, N. Kessili, *Comparison Between Linear and Non-Linear Control of Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM)*, 1<sup>st</sup> International Conference on Applied Automation and Industrial Diagnostics (ICAAID 2015), Djelfa on 29-30 March, Algeria, 2015.

H. Aouzellag, **H. Abdellaoui**, K. Ghedamsi, *Energy Management Strategy for Fuel-Cell/Ultra-Capacitor Hybrid Electric Vehicle*, International Conference on Automatics and Mechatronics (CIAM'2015), Oran on 10-11 November, Algeria, 2015.

H. Aouzellag, **H. Abdellaoui**, K. Iffouzar, K. Ghedamsi, *Model-Based Energy Management Strategy for Hybrid Electric Vehicle*, 4<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering (ICEE 2015), Boumerdes, Algérie, 2015.

## Articles de conférences nationales

**H. Abdellaoui**, K. Ghedamsi, A. Mecharek, *Constrainst Reduced on the PEM Fuel Cell in Hybrid Electric Vehicle Application by Using Multilevel Inverters*, 1<sup>st</sup> Conference on Electrical Engineering (CEE 2019), Ecole Militaire Polytechnique, Algiers, April 23-24, Algeria, 2019.

## UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU

### THÈSE DE DOCTORAT

Hassina Abdellaoui

#### Titre :

Amélioration des performances des convertisseurs électromécaniques basés sur les machines synchrones à aimants permanents.

Résumé : Ce travail porte essentiellement sur la contribution à l'amélioration d'un système entraînement électrique à vitesse variable (véhicule électrique hybride) basé sur la MSAP alimentée par un onduleur de tension (VSI) triphasé n-niveaux à structure NPC. La vitesse de la MSAP est asservie en utilisant des régulateurs non-linéaires. Le véhicule est alimenté par une source d'énergie hybride composée d'une pile à combustible et d'un super-condensateur (FC/UC). Une stratégie de gestion d'énergie à base de la logique floue est adoptée afin de gérer l'énergie transférée des sources vers 1a charge. L'implémentation de ce modèle a été effectuée sous l'environnement Matlab-Simulink et les résultats ont été obtenus avec le nouveau cycle de conduite européen (NEDC).

Les résultats de la simulation ont montré qu'en augmentant le nombre de niveaux d'onduleur, nous avons obtenu une tension qui s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique et les caractéristique de la source d'énergie (FC/UC) du VEH sont améliorés.

Enfin, la comparaison entre les onduleurs NPC à 3, 5 et 7 niveaux a montré que l'onduleur à 7 niveaux est le plus efficace pour améliorer les performances et la durée de vie de la source FC/UC et du VEH et il est très utile afin de pouvoir maintenir les performances de fonctionnement de VEH en cas de défaillances d'un composant semi-conducteur.

**Mots-clés** : MSAP, onduleurs multi-niveaux, commande par mode glissant, pile à combustible, super-condensateur, VEH, commande par logique floue.

Title:

Performanceimprovementofelectromechanicalconvertersbasedonpermanent magnet synchronous machines.

**Abstract**: This work focuses on the contribution to the improvement of a variable speed electrical drive system (hybrid electric vehicle) based on the MSAP powered by a NPC three-phase n-level voltage inverter (VSI). The speed of the MSAP is controlled using non-linear regulators. The vehicle is powered by a hybrid energy source consisting of a fuel cell and a supercapacitor (FC / UC). A energy management strategy using fuzzy logic is adopted to manage the energy transferred from the sources to the load. The implementation of this model was carried out under the Matlab-Simulink environment and the results were obtained with the new European driving cycle (NEDC).

The simulation results showed that by increasing the number of inverter levels, we obtained a voltage that approaches the sine wave with a minimum of harmonic distortion and the characteristics of the energy source (FC / UC) of the HEV are improved.

Finally, the comparison between the 3, 5 and 7 level NPC inverters has shown that the 7-level inverter is the most efficient in improving the performance and lifetime of the FC / UC source, of the HEV and it is very useful in order to maintain the operating performance of VEH in the event of failures of a semiconductor component.

**Keywords**: PMSM, multilevel inverter, sliding mode control, fuel-cell, ultracapacitor, HEV, fuzzy logic control.