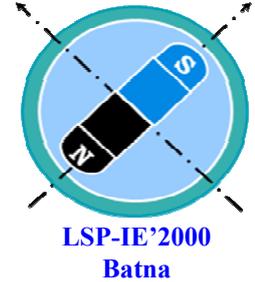




Université de Batna
Faculté des Sciences de l'Ingénieur



DOCTORAT En SCIENCES En GENIE ELECTRIQUE

préparé au

**Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétique
LSP-IE'2000 Batna**

présenté par

Djamel BENOUDJIT

(Magister en Electrotechnique de l'Université de Batna, 2005)
(Maître Assistant Classe "A", Université Mentouri Constantine)

CONTRIBUTION A L'OPTIMISATION ET A LA COMMANDE D'UN SYSTEME DE PROPULSION POUR VEHICULE ELECTRIQUE

Soutenu le 13/01/2010

devant le Jury composé de :

A. Makouf	<i>Professeur,</i>	<i>Univ. Batna</i>	Président
M.S. Naït-Saïd	<i>Professeur,</i>	<i>Univ. Batna</i>	Rapporteur (Encadreur)
N. Naït-Saïd	<i>Professeur,</i>	<i>Univ. Batna</i>	Rapporteur (Co-Encadreur)
M.E.H. Latreche	<i>Professeur,</i>	<i>Univ. Constantine</i>	Examineur
A. Goléa	<i>Professeur,</i>	<i>Univ. Biskra</i>	Examineur
A. Betka	<i>Maître de Conférences,</i>	<i>Univ. Biskra</i>	Examineur

A la mémoire de mon père

REMERCIEMENTS

Ce travail a été préparé au sein du Laboratoire des Systèmes Propulsion-Induction Electromagnétiques LSP-IE'2000 sous la direction de Messieurs Med. Saïd Naït-Saïd et N. Naït-Saïd, Professeurs au département de Génie Electrique à l'Université de Batna.

A ce titre, je tiens à leur témoigner ma reconnaissance, pour leur contribution au développement et à la présentation des idées décrites dans ce travail. J'apprécie de tout cœur leurs qualités humaines, leur soutien, leur disponibilité ainsi que leurs précieux conseils scientifiques quotidiens qui m'ont permis de finaliser cette thèse.

Je remercie chaleureusement Monsieur A. MAKOUF, Professeur à l'Université de Batna, directeur du laboratoire LSP-IE'2000, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse et d'avoir mis à ma disposition les outils indispensables pour la validation expérimentale.

Mes remerciements vont de même aux autres membres de jury examinateurs pour l'intérêt qu'ils ont porté à mon travail en participant au jury de ma thèse. Il s'agit, en l'occurrence de :

Monsieur Med. El-hadi LATRECHE, Professeur à l'Université de Constantine,

Monsieur A. GOLEA, Professeur à l'Université de Biskra,

Monsieur A. Betka, Maître de Conférences, à l'Université de Biskra.

J'exprime toute ma reconnaissance à Monsieur S. DRID, Maître de Conférences, à l'Université de Batna pour son aide précieuse durant l'élaboration des essais expérimentaux, la pertinence de ses remarques et pour sa disponibilité sans faille.

Je tiens par ailleurs à remercier vivement Monsieur A. BENOUDJIT, Professeur à l'Université de Batna, pour ses conseils et ses nombreux encouragements.

Que Monsieur N. BENOUDJIT, Maître de Conférences, département d'Electronique à l'Université de Batna, soit aussi bien remercié pour son appui moral et son soutien.

Je tiens aussi à remercier Madame F. Ezzahra LOUAI et Madame F. ZIDANI Professeurs à l'Université de Batna, pour leurs encouragements incessants.

Mes remerciements s'adressent enfin à mes collègues enseignants-chercheurs du département d'Electrotechnique Université de Constantine, pour leurs amitiés et leurs encouragements.

Djamel Benoudjit
Laboratoire LSP-IE'2000

AVANT-PROPOS

Le travail présenté dans cette thèse a donné lieu aux publications et communications suivantes :

- 1.** D. Benoudjit, M.-S. Naït-Saïd and N. Naït-Saïd, "Speed Sensorless Vector Control of a Propulsion System based on Full-Order Flux Observer", *ELECTROMOTION Journal*, Special Issue, Papers presented at the 5th CEE'08 27-29 Sep. 2008, Batna, Algeria, Vol.15, N° 4, pp.-216-220, Oct.b-Dec. 2008.
- 2.** D. Benoudjit, M.-S. Naït-Saïd, N. Naït-Saïd, "Speed Sensorless Vector Control of a Propulsion System based on Full-Order Flux Observer", 5th CEE'08 27-29 September 2008, Batna, Algeria.
- 3.** D. Benoudjit, N. Naït-Saïd, M.-S. Naït-Saïd, "Robust Speed Control of a Propulsion System based on Symmetrical Method", *revue Roumaine des Sciences Techniques*, Vol. 4, Tome 52, pp. 475-487, Octobre-Décembre 2007.
- 4.** D. Benoudjit, N. Naït-Saïd, M.-S. Naït-Saïd, "Differential Speed Control of a Propulsion System using Fractional-Order Controller", *ELECTROMOTION Journal*, Vol.14, N° 2, pp. 91-98, April-June 2007.
- 5.** D. Benoudjit, N. Naït-Saïd, M.-S. Naït-Saïd, "Robust Speed Control of a Propulsion System using Non Integer Controller", *International Meeting on Electronics & Electrical Science and Engineering IMESE'06*, Abstracts Books page 9, Djelfa, Algeria, Nov. 4-6, 2006.

RESUME & MOTS-CLÉS En LANGUE ARABE

مساهمة في التحسين و التحكم لنظام الدفع لسيارة كهربائية

ملخص – العمل المقدم في هذه الأطروحة يتعلق بدراسة تركيبات التحكم لدفع سيارة كهربائية ذات محركين غير متزامنين من وجهة نظر التحكم والتحسين الطاقوي بهدف زيادة الإستقلال الذاتي. في خطوة أولى، بيان فن لأنظمة الدفع الكهربائي بالإضافة لوصف موجزا لبعض التكنولوجيات الناشئة قد تم عرضه، مما يسمح برد الموضوع في سياقه. ثم قمنا بتحديد النموذج الرياضي المتضمن الضياع في الحديد للألة وكذلك الضياع في المحول. و في خطوة ثانية، تركيبات التحكم المقترحة لدفع سيارة كهربائية ذات محركين غير متزامنين تم تقديمهما وتحليلهما لإبراز مبدأ التفاوت الكهربائي وكذا فعالية المراقبة المقترحة، خاصة عند استعمال منظمات كسور قوية وتلك التي تقوم على التناظر الأمثل. بالخصوص مع الإنحرافات البرامترية، تطبيق عزم التحميل، والعمليات بسرعات منخفضة عند قيادة سيارة كهربائية لضمان مسار معين بمناورات محددة. بعد ذلك مبدأ التفاوت في السرعة المستخرج من تركيبات التحكم تم التحقق منه تجريبيا، حيث تعلق الأمر باختبار تركيبية ذات محركين غير متزامنين تتألف من المحرك الحقيقي و الافتراضي. المرحلة الأخيرة خصصت للأداء الطاقوي الذي من خلاله تحسين المردود يتم عن طريق مراقب مبني على أساس فكرة توجيه زاوية الحمل مع تثبيت عامل الإستطاعة للمحرك في قيمه المثلى بالخصوص تحت أحمال ضعيفة. هذا المراقب مستقل عن مميزات الألة، مما يمثل شيئا إيجابيا في مجال التحكم الشعاعي.

كلمات-مفاتيح – سيارة كهربائية، نظام الدفع، التفاوت الكهربائي، محرك غير متزامن، التحسين الطاقوي، المردود.

RESUME & MOTS-CLÉS

Résumé – *Le travail présenté dans ce mémoire concerne une étude des structures de commande bimoteur asynchrone destinées pour la propulsion d'un véhicule électrique du point de vue commande et optimisation énergétique visant à augmenter son autonomie. Dans une première étape, un état de l'art sur les systèmes de propulsion électrique ainsi qu'une description sommaire de certaines technologies émergentes ont été présentés, ce qui permet de replacer le sujet dans son contexte. Nous nous sommes ensuite intéressés à définir un modèle mathématique intégrant les pertes fer de la machine commandée vectoriellement et les pertes du convertisseur.*

Dans un deuxième temps, deux structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique bimoteur asynchrone ont été présentées et analysées afin de mettre en relief le principe du différentiel électrique ainsi que l'efficacité du contrôle ainsi proposé, en particulier lorsque des régulateurs robustes d'ordre fractionnaire et ceux basés sur la méthode de l'optimum symétrique sont utilisés. Essentiellement, avec les dérives paramétriques, application de couple de charge, et les opérations à basses vitesses quand le VE est conduit pour assurer une trajectoire particulière avec des manœuvres spécifiées. Par la suite le principe du différentiel électrique issu des structures de commandes a été validé expérimentalement, où il a été question de tester une structure bimoteur asynchrone constituée par le moteur réel et son virtuel. La dernière partie a été réservée à l'aspect performances énergétiques dans lequel l'amélioration du rendement s'effectue via un contrôleur conçu sur la base du maintien du facteur de puissance de la machine égale à sa valeur nominale notamment pour les fonctionnements à faibles charges. IL est indépendant des paramètres de la machine, ce qui est un avantage dans le contexte de la commande vectorielle.

Mots-Clés—*Véhicule Electrique, Système de Propulsion, Différentiel Electrique, Machine Asynchrone, Optimisation Energétique, Rendement.*

NOTATIONS & SYMBOLES

VE	Véhicule Electrique
s, r	Indices stator, rotor
d, q	Indices de Park direct, en quadrature
x	Grandeur instantanée (tension, courant ou flux)
\bar{x}	Grandeur complexe associée à x
\bar{x}^*	Grandeur complexe conjuguée
$\Im m$	Partie imaginaire associée à la grandeur complexe
θ	Position du rotor par rapport au stator (angle électrique)
v	Tension [V]
i	Courant [A]
Φ	Flux [Wb]
ω	Pulsation mécanique [rad/s]
p	Nombre de paire de pôles
Ω	Vitesse du rotor ($\Omega = \omega/p$)
ω_s, ω_{sl}	Pulsation statorique, pulsation de glissement [rad/s]
Ce, Cr, Cn	Couple électromagnétique, couple de charge et couple nominal [Nm]
Rs, Rr	Résistance par phase du stator, du rotor [Ω]
Ls, Lr	Inductances propres (cycliques) stator, rotor [H]
ls, lr	Inductances de fuites stator, rotor
M	Inductance mutuelle (cyclique) [H]
g	Glissement
σ	Coefficient de dispersion total
J	Moment d'inertie des masses tournantes [Kg.m ²]
RM	Résistance transversale représentant les pertes fer modèle parallèle [Ω]
Rms, Rmr	Résistances au stator (rotor) représentant les pertes fer modèle série [Ω]
Rond	Résistance équivalente représentant les pertes de l'onduleur [Ω]
fsw	Fréquence de commutation (switching frequency, en anglais) [kHz]
MLI	Modulation de la Largeur d'Impulsions
Psw, Pcon	Pertes par commutation, par conduction de la diode et du transistor
Pfer	Pertes fer
P _{ond}	Pertes du convertisseur (onduleur)
PI	Proportionnel Intégral
OS, OF	Optimum Symétrique, Ordre Fractionnaire
Ω_1, Ω_2	Vitesses de rotation du moteur I, moteur II en [rad/s] du véhicule
Ω_{diff}	Différence de vitesse

- D'autres notations spécifiques peuvent être définies dans les chapitres s'il y a lieu.

SOMMAIRE

Notations & Symboles

Introduction Générale

1	Problématique.....	01
2	Objectif.....	03
3	Structure du mémoire.....	03

Chapitre Un

Systemes de Propulsion Electrique : Etat de l'Art

1	Introduction.....	05
1.1	Problématique.....	06
1.2	Définition.....	07
1.2.1	Le Bloc Moteur Electrique.....	08
1.2.2	Le Bloc de Commande et de Contrôle.....	08
1.2.3	Le Bloc de Puissance.....	08
1.3	Historique.....	08
1.4	Technologies Emergentes.....	10
1.4.1	Véhicules Electriques à Batterie.....	10
1.4.2	Véhicules Hybrides.....	10
1.4.3	Véhicules à Pile à Combustible.....	12
1.5	Le Moteur Electrique d'Entraînement.....	13
1.5.1	Moteurs à Courant Continu.....	14
1.5.2	Moteurs à Courant Alternatif.....	15
1.6	Conclusion.....	17

Chapitre Deux

Commande Vectorielle Robuste d'un Moteur à Induction

2	Introduction.....	18
2.1	Contrôle Vectoriel Indirect à Flux Orienté.....	19
2.1.1	Modèle de Park du Moteur à Induction Triphasé.....	19
2.1.2	Modèle de Park du Moteur à Induction Etendu aux Pertes Fer	19
2.1.3	Modèle de L'Onduleur de Tension.....	21
2.1.4	Principe du Contrôle Vectoriel Indirect à Flux Orienté "CV-FRO"	24
2.1.4.1	Contrôle de la Vitesse.....	25
2.2	Résultats de Simulation & Discussion.....	29
2.3	Conclusion.....	32

Chapitre Trois

Structures de Commande d'un Système de Propulsion Bimoteur Asynchrone

3	Introduction.....	34
3.1	Structures de Commande d'un Système de Propulsion.....	35
3.1.1	Première Structure.....	36
3.1.2	Deuxième Structure.....	38
3.2	Commande sans Capteur de Vitesse d'un Système de Propulsion.....	40
3.2.1	Observateur Adaptatif d'Ordre Complet.....	40
3.3	Résultats de Simulation & Discussions.....	42
3.4	Conclusion.....	48

Chapitre Quatre

Validation Expérimentale d'un Système de Propulsion Bimoteur Asynchrone 'REEL-VIRTUEL'

4	Introduction.....	49
4.1	Description du Banc d'Essai.....	50
4.2	Résultats Expérimentaux & Discussion.....	52
4.1.2	Commande Scalaire.....	52
4.2	Commande Vectorielle.....	55
4.3	Conclusion.....	57

Chapitre Cinq

Approche pour l'Amélioration des Performances Energétiques du Système de Propulsion

5	Introduction.....	59
5.1	Optimisation du Rendement par Imposition du Facteur de Puissance.....	60
5.2	Conditions d'Exploitation de l'Optimiser ROEF.....	63
5.3	Rendement dans l'Optimisation ROEF.....	64
5.4	Résultats de Simulation.....	66
5.5	Conclusion.....	66

Conclusion Générale

1	Travail Accompli.....	67
2	Suggestions & Perspectives.....	68

Annexe

Références Bibliographiques

INTRODUCTION GENERALE

1. Problématique

La pollution urbaine (gaz d'échappements et bruits), le réchauffement climatique dû aux émissions de gaz à effet de serre, les perspectives d'épuisement annoncé des ressources énergétiques type fossilifères et une consommation mondiale d'énergie en augmentation sont des risques majeurs pour les siècles à venir.

Mode dominant de mobilité, le transport routier a connu une réelle explosion ces dernières décennies. Dès lors, le secteur du transport apparaît clairement comme le secteur d'activité principal en matière d'utilisation de produits pétroliers. Il reste en effet, le mode de transport le plus consommateur d'énergie rapporté à la tonne de produit et/ou de passager transporté par kilomètre [1]. De ce fait, les émissions de CO₂ augmentent toujours plus. Les transports sont en effet la cause d'environ 30% des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine, que celle-ci soit atmosphérique (particules, oxydes d'azote, hydrocarbures) ou sonores [2]. Ces problèmes d'environnement ont fait prendre conscience aux chercheurs et constructeurs automobiles de la nécessité de concevoir de nouveaux moyens de transports individuels intégrant de nouveaux types de motorisation propres et économiques en énergie. On introduit de plus en plus le concept de véhicule électrique (VE). Cela consiste à utiliser l'énergie électrique comme mode de propulsion pour les véhicules particuliers.

Le véhicule électrique est en effet le véhicule propre par excellence : il est le seul véhicule motorisé à "zéro émission", c'est-à-dire n'émettant aucun gaz polluant ni gaz à effet de serre. Il a de plus l'avantage d'être silencieux. Mais il se heurte à un problème de taille lié à ses faibles capacités de stockage d'énergie limitant son autonomie. En outre, l'analyse économique de la chaîne aboutissant au véhicule électrique souligne les nettes infériorités de celui-ci comparé au véhicule thermique (le coût pratique du véhicule électrique est de 2 à 3 fois plus élevé que celui de son homologue thermique). Le coût élevé des batteries et la construction en petites séries freinent encore la compétitivité au niveau des prix du véhicule électrique. Rien ne semble pouvoir lever à moyen terme de telles limitations, dues pour l'essentiel à l'impossibilité de stocker de l'énergie électrique de manière commode, massive et peu coûteuse [3].

Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions ont été d'ores et déjà proposées. Les voies de progrès mettent en exergue les procédés à base d'électricité à savoir : les véhicules électriques, hybrides et à pile à combustible. Lorsque ces véhicules sont purement électriques, leur usage rencontre des limitations liées à leur alimentation par batteries. En revanche, l'utilisation d'un véhicule hybride qui combine une motorisation électrique dans les zones urbaines et une motorisation thermique dans les zones rurales, apparaît comme une solution intermédiaire et une alternative intéressante. La pile à combustible, constitue une autre source d'énergie pour le VE. Néanmoins, beaucoup de progrès restent à faire en matière d'encombrement de poids et de stockage.

Quel que soit la solution retenue, étant donné que la source d'énergie étant limitée, il est à prévoir que la gestion de l'énergie électrique destinée à la propulsion, depuis les sources primaires fixes jusqu'aux roues du véhicule, restera une difficulté majeure, et l'économie de cette énergie le souci primordial. Autrement dit, il est bien connu pour tous les véhicules que la circulation urbaine, de par les changements de régime, les accélérations, les arrêts qu'elle nécessite, est plus consommatrice d'énergie (par kilomètre parcouru). Malgré les plus faibles kilométrages, l'usage privilégié des véhicules électriques en milieu urbain nécessite donc des réflexions et des recherches sur la gestion de l'énergie nécessaire.

Ainsi, toute idée qui va dans le sens d'optimiser l'encombrement des systèmes de propulsion, de rendre leur commande aussi robuste contre différentes sortes de perturbations, d'assurer une continuité de service en toute sécurité, d'améliorer le rendement des ensembles machines-convertisseurs et de bien gérer le flux d'énergie est de toute évidence une contribution non négligeable...

2. Objectif

Dans ce contexte, et en vue de satisfaire les éléments qui font une idée directrice sur la recherche de solutions innovantes et économiques dans la technologie du véhicule électrique. Ce thème concerne une étude des structures de commande bimoteur asynchrone destinées pour la propulsion d'un véhicule électrique du point de vue commande et optimisation énergétique visant à augmenter son autonomie. Ce qui répond, en général, à la problématique plus c'est simple, plus c'est léger mais cela consomme de l'énergie.

3. Structure du Mémoire

Le présent mémoire est constitué de cinq chapitres présentés comme suit.

Le premier chapitre sera consacré à l'étude des systèmes de propulsion électrique. De l'histoire aux différentes technologies émergentes, ce chapitre présentera une synthèse complète sur le développement, des véhicules utilisant un mode de propulsion électrique.

Dans un premier lieu, le deuxième chapitre fera l'objet des rappels et des compléments indispensables concernant la modélisation et la commande vectorielle de la machine à induction étendue aux pertes fer. Il sera ensuite donné la synthèse des correcteurs de vitesse ayant de bonnes propriétés de robustesse par rapport aux variations de la charge et aux incertitudes sur les paramètres électriques. Il s'agit au fait, d'un régulateur PI conçu par la méthode de l'optimum symétrique "Rég.-OS" et d'un régulateur PI d'ordre fractionnaire "Rég.-OF". Dans un second lieu, la modélisation du convertisseur (modèle moyen) sera décrite afin d'extraire un modèle de pertes simplifié pouvant s'intégrer, par la suite, dans une approche d'optimisation globale destinée au véhicule électrique. Enfin, de nombreux résultats de simulation viendront confirmer le bien-fondé de la solution proposée.

Le troisième chapitre présentera les structures de commande proposées pour la propulsion du véhicule électrique, en mettant en relief le principe du différentiel électrique commandé par le contrôle de la différence de vitesse des deux moteurs asynchrones qui remplace le différentiel mécanique conventionnel. Ensuite, on présentera la commande sans capteur de vitesse associée aux structures du système de propulsion via un observateur d'ordre complet. On terminera par présenter tous les résultats de simulation faisant apparaître les évolutions au cours du temps des différentes grandeurs électriques notamment les profils exigés pour satisfaire la trajectoire imposée par le véhicule avec des manœuvres spécifiées.

Le quatrième chapitre sera consacré à la validation expérimentale des structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique bimoteur asynchrone via un banc expérimental à base du système dSPACE "DS1103". La première partie du chapitre décrit d'une part l'idée proposée pour cette mise en œuvre pratique (bimoteur asynchrone 'Réel-Virtuel') et d'autre part, la description des divers éléments constituant le banc d'essai expérimental élaboré. La deuxième partie du chapitre présentera les résultats expérimentaux issus des essais pour une implantation d'une commande scalaire et d'une commande vectorielle.

Le cinquième chapitre concernera l'optimisation énergétique. L'amélioration du rendement dont l'idée est de garder un certain équilibre entre les pertes dans le cuivre et les pertes dans le fer de la machine, s'effectue via un contrôleur conçu sur la base du maintien du facteur de puissance de la machine égale à sa valeur nominale notamment pour les fonctionnements à faibles charges.

Enfin, sur la base des résultats obtenus, ce travail sera clôturé par une conclusion où il sera mentionné les perspectives quant à sa continuation ultérieure.

Chapitre Un

SYSTEMES DE PROPULSION ELECTRIQUE : ETAT DE L'ART

1. Introduction

La qualité de l'air dans les villes ainsi que les nuisances sonores le plus souvent évoquées lorsque l'on parle des transports, deviennent aujourd'hui une préoccupation primordiale des autorités et des habitants à travers le monde. Cette pollution provient principalement d'émissions gazeuses et tout particulièrement des véhicules thermiques. Le parc automobile, d'ailleurs, ne cesse de croître. La voiture individuelle, souvent considérée comme un moyen de liberté, reste cependant le mode de déplacement privilégié des habitants. Pour palier à ces problèmes d'environnement, on introduit de plus en plus le concept de véhicule utilisant un mode alternatif de propulsion (véhicule électrique à batterie, hybride ou à pile à combustible). La voiture électrique est systématiquement présentée comme le successeur logique de la voiture à combustion interne (polluante, bruyante, etc.), et donc comme une solution d'avenir. A cet effet, des recherches se multiplient sur les batteries, les moteurs et surtout sur l'autonomie énergétique de tels véhicules, par une "optimisation" de l'énergie embarquée.

De l'histoire aux différentes technologies émergentes, ce chapitre présente une synthèse complète sur le développement, des véhicules utilisant un mode de propulsion électrique.

1.1 Problématique

De nos jours, les émissions de CO₂ "dioxyde de carbone" dues aux transports représentent 30% des émissions mondiales totales [2]. Les transports sont en effet la cause principale des émissions de gaz à effet de serre et de la majeure partie de la pollution urbaine (atmosphérique ou sonore). Les énergies fossiles (pétrole, gaz naturel et charbon) couvrent actuellement plus de 80 % de la demande énergétique mondiale et, pour l'instant, il n'existe pas d'alternative immédiate qui puisse prendre leur relève à la hauteur de nos besoins. Comme le montre la figure 1.1, le pétrole reste l'énergie primaire la plus consommée dans le monde avec une part de 36 % en 2002 soit environ 3,8 Gtep (Giga tonne d'équivalent pétrole). Le secteur du transport apparaît clairement comme le secteur d'activité principal en matière d'utilisation de produits pétroliers avec une part actuelle de 50 % (figure 1.2) contre 42 % en 1973. De ce fait, les émissions de CO₂ augmentent toujours plus. En outre, les perspectives d'épuisement annoncé des énergies fossiles et le réchauffement climatique sont des risques majeurs pour les siècles à venir. Ces chiffres ont fait prendre conscience aux constructeurs automobiles de la nécessité de concevoir de nouveaux moyens de transports individuels intégrant de nouveaux types de motorisation propres et économiques en énergie. A cet égard, de nouvelles technologies ont fait leur apparition, d'autres sont en développement et ne seront réellement utilisées que dans plusieurs années.

Au-delà des carburants de substitution, GPL (Gaz pétrole liquéfier), GNV (Gaz naturel véhicule), biocarburant. Les voies de progrès mettent en évidence les procédés à base d'électricité à savoir : les véhicules électriques, hybrides et à pile à combustible.

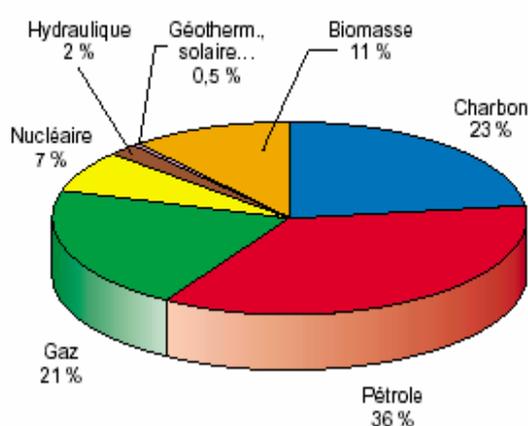


Fig. 1.1 Consommation d'Énergie Primaire dans le Monde [4]

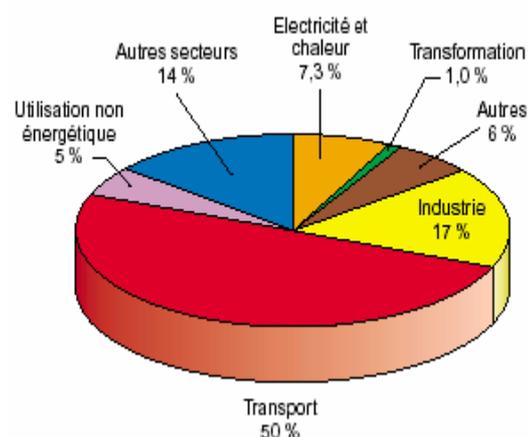


Fig. 1.2 Consommation de Produits Pétroliers dans le Monde [4]

1.2 Définition

Un véhicule électrique "VE" est un véhicule dont la propulsion est assurée par un moteur fonctionnant exclusivement à l'énergie électrique. Autrement dit, la force motrice est transmise aux roues par un ou plusieurs moteurs électriques selon la solution de transmission retenue. Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions [5-8] sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité.

Le système de propulsion électrique (figure 1.3) est l'organe principal du véhicule électrique, ce dernier est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices.

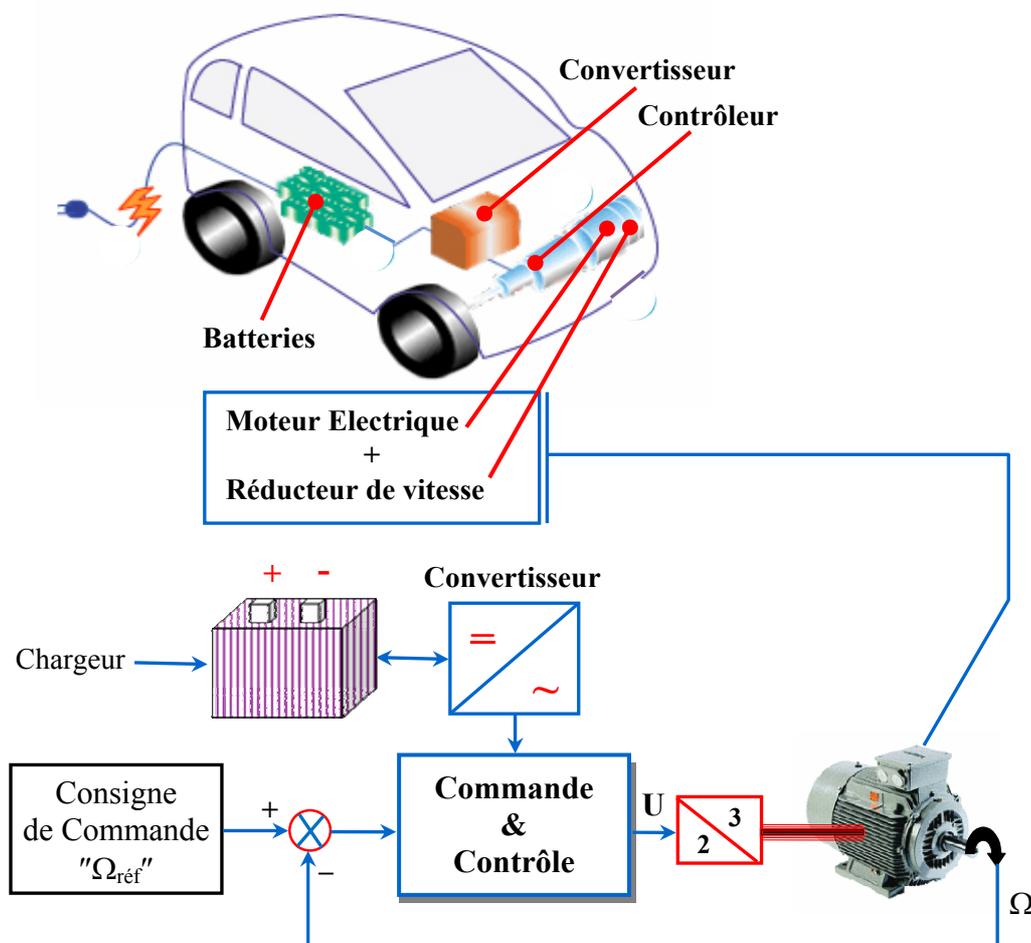


Fig. 1.3 Synoptique d'un Système de Propulsion

Comme illustré sur la figure 1.3, ce système est constitué de trois principaux blocs :

1.2.1..Le Bloc Moteur Electrique

Le moteur électrique est l'élément indispensable du véhicule électrique, il doit être robuste, fiable et pratiquement sans entretien, ce qui est plus indiqué pour le moteur à induction. Selon le type de propulsion, il peut y avoir un ou plusieurs moteurs. Par ailleurs, différents types de moteurs peuvent être utilisés pour la propulsion, et cela dépend de plusieurs paramètres et contraintes du type de propulsion (véhicule lourd ou léger, faible ou grande puissance, etc.) [9].

1.2.2 Le Bloc de Commande et de Contrôle

Le bloc de commande et de contrôle "Contrôleur" est le cerveau du système de propulsion, son rôle est de capter les informations d'état du système (vitesse de rotation, courants, etc.) de les traiter et d'agir en conséquence pour la génération des signaux de commande, appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie [9-10].

1.2.3 Le Bloc de Puissance

Une autre vision sur les systèmes électroniques a émergé, cela est dû à l'évolution des semi-conducteurs. En effet, les convertisseurs de puissance permettent maintenant d'élargir le champ d'application des machines électriques. Un convertisseur de puissance est un dispositif de puissances qui assure la liaison entre la source "batteries" et la machine à commander en modulant l'énergie disponible pour le besoin [11].

1.3 Historique

L'histoire de la voiture électrique est celle d'une persistante émergence. Cette histoire n'a pourtant pas été exempte de rebondissements, et plusieurs fois l'émergence a semblé déboucher sur une véritable croissance. Le premier véhicule électrique fut fabriqué en 1834 (un véhicule électrique expérimental à échelle réduite) [8][12].

D'autres prototypes de voitures électriques ont probablement été construits avant, mais il faudra attendre l'amélioration du fonctionnement des batteries entre 1859 et 1881 pour que les voitures électriques prennent réellement leur essor [13]. Ainsi en 1881 le physicien français Gustave Trouvé présente une automobile électrique à l'exposition internationale d'électricité de Paris. Huit ans plus tard, l'ingénieur belge Camille Jenatzy sur sa voiture la "Jamais contente" franchira la barre symbolique des 100 km/h [9-10].

La motorisation électrique serait sans aucun doute la meilleure solution si elle pouvait convenablement s'appliquer aux automobiles, mais ce n'est pas le cas, du fait de ses nombreux inconvénients : coût élevé, faible rayon d'action (autonomie réduite), poids des batteries (batteries au plomb pesant plusieurs centaines de kilogrammes), temps de recharge trop long. Dès lors l'avenir de la solution électrique semble très incertain. En effet, jusqu'aux années trente, période à partir de laquelle le véhicule à moteur thermique a cependant fini par supplanter le VE et bénéficie très rapidement de remarquables améliorations en termes de performance et d'autonomie, qui lui valent la préférence des hommes, attirés par la vitesse et par la possibilité de parcours prolongés [14].

Bien que le VE fut davantage d'actualité d'abord en 1965 avec le début de l'accroissement des revendications écologistes et la prise de conscience progressive des problèmes liés à la pollution atmosphérique, et ensuite dans les années 70, en raison de la crise pétrolière (1973) qui relance les études et les recherches sur ce mode de transport, son intérêt s'atténua dans les années 80 [10][15]. A partir de cette date, l'intérêt pour un tel vecteur énergétique appliqué à ce nouveau moyen de transport "solution électrique" semble revenir au premier plan.

De nombreux programmes de recherche sur les VE ont alors vu le jour [5-8][16] et annoncent l'émergence prochaine de cette technologie, sous la pression de l'augmentation des prix du pétrole et du développement des préoccupations environnementales compte tenu de la pollution atmosphérique croissante engendrée en milieu urbain par le développement incontrôlé de la voiture à moteur thermique, et également grâce aux derniers progrès techniques. Cependant, la solution électrique répond doublement aux exigences de la circulation urbaine, par son absence de pollution gazeuse et de nuisance sonore.

1.4 Technologies Emergentes

1.4.1 Véhicules Electriques à Batterie

Un véhicule électrique à batterie utilise exclusivement l'énergie emmagasinée dans un bloc-batterie du véhicule, rechargé à partir d'un réseau électrique local, qui la fournit, ensuite aux moteurs électriques servant à propulser le véhicule. L'autonomie des véhicules électriques à batterie dépend du type de batterie qui y est installé. Une distance moyenne comprise entre 70–120 km pour une technologie de batterie utilisant le "plombe-acide", et entre 70–150 km pour le "Li-Ion". En revanche la batterie doit être souvent chargée, ce qui peut prendre jusqu'à huit heures. De plus, la batterie est lourde et encombrante, diminuant ainsi la rentabilité du véhicule sur le plan de l'accélération et du régime maximal. Autrement dit, stocker environ 40 kWh pour 400 km en zone urbaine, ce qui nécessite une masse de 1300 kg "plombe-acide" la plus économique et de 400 kg "Li-Ion" la plus performante et la plus coûteuse. De nombreux progrès ont été faits dans ce type de technologie et il ressort que le couple Nickel-Métal-Hydrure "Ni-MH" ou Lithium-Ion "Li-Ion" ont acquis une bonne maturité, offrant ainsi, des performances en net progrès (autonomie allant de 150 à 200 km/h voire plus) par rapport aux générations précédentes [10]. Néanmoins, le coût reste encore un obstacle. Cependant, ces éléments permettant de stocker de l'énergie doivent remplir les conditions suivantes [10][15] :

- Une bonne énergie massique (en Wh/kg) synonyme d'une bonne autonomie,
- Une bonne puissance massique (en W/kg), afin de garantir de bonnes accélérations et reprises au véhicule,
- Une durée de vie élevée (nombre de cycles : charge/décharge),
- Simplicité, voire absence d'entretien et possibilité de recharge rapide.

1.4.2 Véhicules Hybrides

Un système hybride est par définition composé de deux sources d'énergie différentes pour se mouvoir. L'utilisation d'un véhicule hybride qui combine une motorisation électrique et une motorisation thermique, apparaît comme une solution intermédiaire et une alternative intéressante.

Ces combinaisons, bien choisies, peuvent rendre les véhicules hybrides jusqu'à deux fois plus efficaces et, assurent une autonomie comparable aux véhicules conventionnels. L'adjonction d'un moteur électrique et d'une puissante batterie permet d'optimiser le fonctionnement du moteur thermique ou de le remplacer momentanément et donc de réduire la consommation et les émissions (en site urbain, le moteur thermique est à l'arrêt "zéro pollution", il est utilisé à des vitesses plus élevées et peut être assisté par le moteur électrique pour les fortes accélérations). D'une manière générale on distingue deux principaux types de systèmes d'entraînement hybride : série et parallèle. Ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie [5-6][11].

➤ **Véhicule Hybride Série** : La technologie série sépare complètement la production d'énergie et son utilisation pour l'entraînement des roues. Le véhicule est propulsé entièrement par le moteur électrique (figure 1.4) et le moteur thermique sert à fournir l'énergie électrique. Cette énergie est emmagasinée ou directement utilisée pour entraîner un ou plusieurs moteurs électriques qui fournissent la puissance nécessaire pour propulser le véhicule. Il n'y a aucun lien mécanique entre les deux moteurs.

➤ **Véhicule Hybride Parallèle** : Dans cette configuration, le véhicule est équipé d'une double propulsion thermique et électrique (figure 1.5). Les atouts du système parallèle résident dans le fait que l'on peut combiner ou superposer, à bon escient, les deux entraînements, la propulsion est électrique et/ou thermique. Le moteur thermique est utilisé à haute vitesse et le système électrique est utilisé comme appoint pour les accélérations, la récupération et éventuellement sur les côtes et au démarrage.

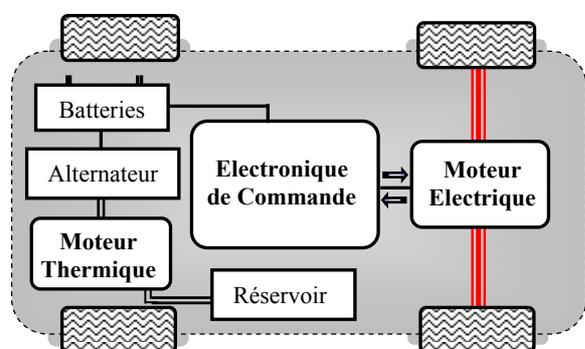


Fig. 1.4 Hybride Série

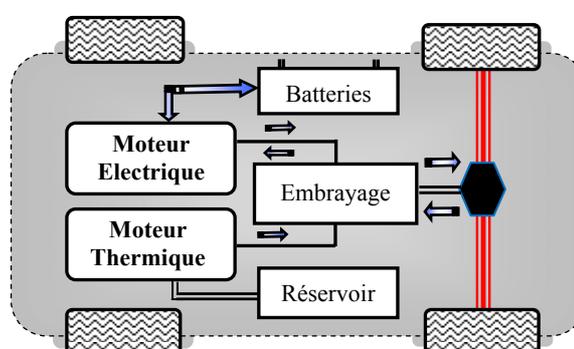


Fig. 1.5 Hybride Parallèle

1.4.3 Véhicules à Pile à Combustible

C'est un véhicule hybride dont l'énergie électrique est fournie par des piles à combustible situées à bord du véhicule, plutôt que de la stocker dans des batteries. Une pile à combustible est un générateur qui convertit directement l'énergie interne d'un combustible (hydrogène, méthanol, etc.) en énergie électrique, en utilisant un procédé électrochimique contrôlé. Comme illustré sur la figure 1.6, le principe de fonctionnement d'une pile à combustible se résume dans une combustion électrochimique, contrôlée d'hydrogène et d'oxygène, avec production simultanée d'électricité, d'eau et de chaleur à évacuer selon une réaction chimique globale universellement connue : $H_2 + \frac{1}{2} O_2 \longrightarrow H_2O$.

La pile à combustible, constitue une autre source d'énergie pour le VE. Cela permettrait de passer à une autonomie supérieure à 400 km [10]. En revanche, l'un des problèmes industriels majeurs, pour ces applications embarquées, est bien de rendre ces systèmes, les plus compacts possibles. De plus la principale difficulté, une fois les coûts de fabrication maîtrisés, résidera dans l'approvisionnement en combustible l'exemple de l'hydrogène, propre, ne produit que de l'eau, évacuable, mais pose un problème de stockage ou de génération à bord. Néanmoins, même si le principe des piles à combustible remonte à 1802 [17], beaucoup de progrès restent à faire en matière d'encombrement, de poids de stockage et de sécurité [8][11][13].

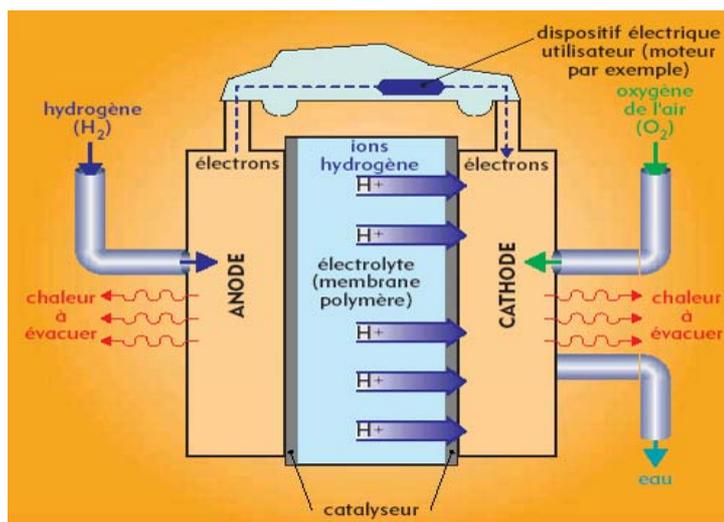


Fig. 1.6 Principe de Fonctionnement d'une Pile à Combustible

1.5 Le Moteur Electrique d'Entraînement

Les performances globales d'un VE dépendent amplement du type de moteur d'entraînement employé. Un moteur électrique convient beaucoup mieux à la propulsion d'un véhicule qu'un moteur thermique. Les voitures électriques pourraient donc avoir une meilleure efficacité au cours de la conversion d'énergie en plus de ne pas produire les émissions associées au processus de combustion avec un bruit inférieur. De plus, un moteur électrique offre un couple élevé et s'adapte à toutes les situations. Il peut récupérer sa propre énergie, celle de la décélération. Si pour un véhicule thermique les freins transforment l'énergie cinétique en chaleur qu'il n'est guère possible de réutiliser. Le VE en revanche, dès que le conducteur relâche l'accélérateur, les roues motrices renvoie progressivement l'énergie cinétique du véhicule au moteur électrique, qui devient alors une génératrice et recharge les batteries. De manière spécifique, le choix du moteur électrique de propulsion et de sa transmission de puissance est déterminé au départ par les caractéristiques de fonctionnement suivantes [11][18-20] :

- Assurer un démarrage en côte du VE (couple élevé),
- Obtenir une vitesse maximale,
- Stratégie de pilotage optimisant continuellement la consommation d'énergie (aspect rendement : rendement élevé en étant employé à différentes vitesses).

Ces quelques caractéristiques typiques requises pour les machines utilisées dans les systèmes de propulsion électrique, sont bien illustrées sur la figure 1.7 exhibant l'évolution du couple/puissance-vitesse.

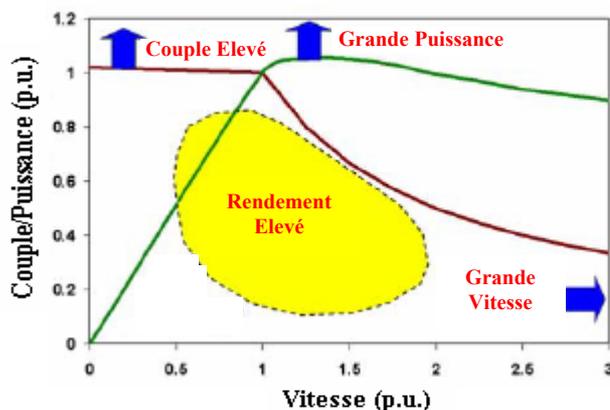


Fig. 1.7 Couple/Puissance-Vitesse requises pour VE [20]

Les fabricants des véhicules électriques emploient habituellement différents types de moteurs d'entraînements en tant qu'élément indispensable dans la chaîne de leur système de propulsion. Ceux-ci peuvent être de divers types tels que : le moteur à courant continu (MCC), à induction (MI), synchrone à aimant permanent (MSAP), reluctance variable (MRV) etc. Certains des modèles du VE utilisés par différentes compagnies sont énumérés ci-dessous (Table 1.1), avec le type du moteur utilisé.

En plus des caractéristiques de fonctionnement citées précédemment, d'autres considérations importantes de conception sont à prendre en considération à savoir : coût acceptable et encombrement.

1.5.1 Moteurs à Courant Continu

La source d'énergie provenant de la batterie étant à courant continu, le choix d'un moteur à courant continu semble un choix évident. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu [21] ont été employés bien en avant dans les véhicules électriques parce qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en général, les 0,3 à 0,5 kW/kg ; alors que celle des moteurs à essence est de l'ordre de 0,75 à 1,1 kW/kg. Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application. Ces raisons donc, ont conduit les différents industriels à s'orienter vers l'utilisation des machines alternatives triphasées [18].

Compagnie	Modèle du VE	Moteur
Fiat	Fiat Panda Electra	M.C.C. à excitation Série
Fiat	Fiat Seicento	Moteur à Induction
Honda	Honda EV plus	MSAP
Mazda	Mazda Bongo	M.C.C. à excitation Shunt
Nissan	Nissan Altra	MSAP
Toyota	Toyota RAV 4	MSAP
General	GM EV1	Moteur à Induction
Ford	Ford Think City	Moteur à Induction

Table 1.1 Différents Modèles des Véhicules Electriques [19]

1.5.2 Moteurs à Courant Alternatif

L'avancement récent en technologie a rendu les entraînements utilisant les moteurs à courant alternatif beaucoup plus préférables que les entraînements traditionnels avec des moteurs à courant continu. Car étant plus légers, moins coûteux, offrent un rendement beaucoup plus élevé, une fiabilité plus grande, et ils ont également besoin de moins d'entretien que les moteurs à courant continu. Ces facteurs sont d'importance primordiale pour un système de propulsion de véhicule électrique. Dans ce cas, quatre principaux types de moteurs peuvent se discerner :

1. Moteurs à Induction : de construction simple, robuste, ces moteurs sont peu coûteux (bon marché) et ne demandent pas d'entretien. De plus, ils supportent des surcharges pouvant aller jusqu'à 5 ou 7 fois le couple nominal [22-23]. De bonnes performances dynamiques du contrôle de couple peuvent être réalisées par le contrôle vectoriel ou bien par la commande directe du couple. En revanche, ces commandes assez complexe peuvent augmenter notablement le coût de revient de l'ensemble du système.

2. Moteurs Synchrones : Le moteur à aimants permanents admet une puissance massique plus importante mais le coût des aimants est encore élevé (champ magnétique procuré au moyen des aimants permanents de haute énergie). Ceci mène à la réduction du poids et du volume globaux. En outre, pas de pertes de cuivre au niveau du rotor, donc ils ont un rendement beaucoup plus élevé par rapport aux moteurs à induction. Le moteur à inducteur bobiné quant à lui, semble le mieux placé pour ce type d'application, du moment qu'il dispose d'un degré de liberté supplémentaire grâce à un circuit inducteur permettant d'ajuster le flux d'excitation [10].

3. Machines Linéaires : Principalement utilisée en traction électrique pour les trains à grande vitesse supérieure à 500 km/h (ce sont des systèmes de sustentation magnétique développés au Japon et qui relèvent de la très haute technologie).

4. Moteurs à Réluctance : Construits comme un moteur asynchrone, mais avec un rapport puissance/poids très important, ils en demeurent néanmoins bruyants (ondulations du couple) [8][24].

Donc, à chaque application de propulsion électrique s'applique un type de moteur différent. Il n'y a pas de moteur universel, tout comme pour les batteries et les contrôleurs. Le spécifique donnant toujours un meilleur résultat que le standard [18]. Chacun des moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent. La table 1.2 ci-dessous résume bien, de manière qualitative, les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

De plus, la table 1.3 résume l'ordre de grandeur de puissance maximale nécessaire pour les différentes catégories de véhicules. Ces quelques exemples permettent de constater qu'il est possible de réaliser une motorisation électrique sur de nombreux types de véhicules.

Dans notre cas, le choix est porté sur le moteur à induction. D'une part, cette machine est la plus utilisée dans les applications industrielles où la variation de vitesse, une haute précision de régulation et de hautes performances en couple sont requises. D'autres part, c'est parce qu'elle bénéficie de la plus grande expérience en matière de moteurs électriques sans collecteur qu'elle est souvent retenue pour la motorisation des automobiles électriques et commence à être utilisée dans les chariots de manutention. Dans les grandes puissances (jusqu'à plus de 10 MW), c'est la machine qui est la plus utilisée, elle continue à occuper, ainsi, une place de choix en traction ferroviaire [11].

Choix



	Moteur à Courant Continu	Moteur à Induction	Moteur Synchrone à aimants permanents	Moteur à Réluctance
Rapport puissance/poids	0	+	++	+
Vitesse de rotation max.	-	+	+	+
Rendement (%)	80 - 85	85-90	90-95	90-94
Contrôlabilité	++	+	+	+
Maintenance	-	+	0	+
Coût du moteur	-	++	-	+

Table 1.2 Comparaison des différents Moteurs [18]
 + : avantage 0 : neutre - : désavantage

Type de Véhicule	Puissance Maximale
Bicyclette assistée	100 à 400 W
Scooter	2 kW
Motocyclette sportive	14 à 25 kW
Voiturette	8 kW
Voiture urbaine	20 à 40 kW
Voiture routière	50 à 70 kW
Véhicule utilitaire urbain	40 kW
Bus urbain	160 kW

Table 1.3 Puissance Maximale Nécessaire pour divers Véhicules [11]

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a essayé de mettre en évidence le principe et le développement des différentes technologies émergentes pour véhicules utilisant un mode de propulsion électrique. Le véhicule électrique constituerait une solution privilégiée s'il n'était pas pénalisé par un poids excessif des batteries et surtout par une autonomie limitée.

En attendant de nouveaux progrès techniques qui permettront une diffusion plus large de ces solutions alternatives (véhicule électrique à batterie, hybride et à pile à combustible), grâce aux progrès des batteries, à l'introduction en masse de véhicules hybrides et à la réduction drastique du coût et de l'encombrement des piles à combustible, le marché du véhicule électrique connaîtra peut-être enfin la croissance qu'on lui promet depuis un siècle.

Du côté moteur, vu les avantages qu'il a sur les autres types de moteurs électriques tournants, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, prix relativement bas, entretien moins fréquent. Le moteur à induction semble le mieux placé pour la propulsion électrique du véhicule.

Avant d'arriver à parfaire le contrôle de ce système de propulsion, et de définir une structure de commande permettant d'assurer une optimisation énergétique, il est d'usage d'abord de modéliser les différents éléments constitutifs de la chaîne de propulsion. En conséquence, le chapitre suivant se propose de développer le modèle de la commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine à induction étendue aux pertes fer alimentée par un convertisseur de fréquence.

Chapitre Deux

COMMANDE VECTORIELLE ROBUSTE D'UN MOTEUR A INDUCTION

2. Introduction

Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, des exigences nouvelles vis-à-vis de la commande voient le jour. La simplicité de conception, la robustesse et le moindre coût énergétique deviennent les critères les plus importants dans de nombreuses applications. On s'oriente alors à développer des modèles de système de commande les plus complets possibles, tenant compte à la fois de toutes les pertes et capable de rendre compte du fonctionnement dynamique de la machine. Ils sont le reflet des recherches destinées à optimiser la machine ; notamment de lui conférer un bon rendement. La motorisation électrique utilisée dans le VE doit répondre à deux exigences principales : un faible niveau de tension d'alimentation embarquée (circulation de forts courants) et des fréquences de rotation relativement élevées adaptées aux exigences variées du véhicule. Cela fait encourir au système des pertes d'énergies non négligeables telles que les pertes Joules, les pertes fer, et les pertes dans le convertisseur. Dors et déjà, il devient plus intéressant de définir a priori le caractère de variation de ces pertes ainsi que leurs effets sur les performances énergétiques de l'ensemble convertisseur-machine, afin d'extraire un modèle de pertes simplifié pouvant s'intégrer par la suite dans des structures de commande proposées pour la propulsion d'un VE. Dans ce chapitre, en premier lieu, il sera question de faire des rappels et des compléments indispensables concernant la modélisation et la commande vectorielle de la machine à induction étendue aux pertes fer.

Il sera ensuite donné la synthèse des correcteurs de vitesse ayant de bonnes propriétés de robustesse par rapport aux variations de la charge et aux incertitudes sur les paramètres électriques. Enfin, de nombreux résultats de simulation viendront confirmer le bien-fondé de la solution proposée.

2.1 Contrôle Vectoriel Indirect à Flux Orienté

2.1.1 Modèle de Park du Moteur à Induction Triphasé

Pour la mise en équation de la machine, toujours dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices, le bobinage est supposé réparti de manière à donner une *f.m.m.* sinusoïdale et est alimenté par des courants sinusoïdaux. Les circuits magnétiques sont de haute perméabilité et non saturés. L'entrefer est d'épaisseur uniforme et le régime homo-polaire est nul puisque le neutre n'est pas relié. Ces choix signifient entre autres que : les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes et que les inductances mutuelles inter armature varient sinusoïdalement en fonction de la position du rotor [25-27]. Par conséquent, la machine peut être modélisée dans le repère (d,q) par le vecteur d'état $(\bar{i}_s, \bar{\Phi}_r)$ selon les équations complexes suivantes [22][27][28] :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = (R_s + \sigma L_s S) \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} S \bar{\Phi}_r + j\omega_s \sigma L_s \bar{i}_s + j\omega_s \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \\ 0 = -\frac{M}{L_r} R_r \bar{i}_s + (S + \frac{R_r}{L_r}) \bar{\Phi}_r + j\omega_{sl} \bar{\Phi}_r \\ C_e = p \frac{M}{L_r} \Im_m [\bar{i}_s \cdot \bar{\Phi}_r^*] \end{cases} \quad (2.1)$$

où chaque $\bar{x} = x_d + x_q$; $j = \sqrt{-1}$; $(\bar{x} = \bar{v} ; \bar{i} ; \bar{\Phi})$.

p : nombre de paire de pôle, \Im_m : partie imaginaire du complexe.

$\omega_{sl} = \omega_s - \omega = g\omega_s$: pulsation de glissement. $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: coefficient de dispersion total,

$S = \frac{d}{dt}$: opérateur de Laplace.

2.1.2 Modèle de Park du Moteur à Induction Etendu aux Pertes Fer

La formulation des pertes fer dans le modèle de Park se traduit par un couplage transversal entre les deux armatures statoriques et rotoriques de la machine.

Ceci met en évidence des non linéarités supplémentaires, dans la mesure où ces pertes sont liées directement à la fréquence et la densité du flux. Ce qui compliquerait davantage le modèle de la machine en vue de sa commande spécialement dans les applications du VE où toutes les opérations sont effectuées à haute fréquence de travail [29-30].

Le modèle diphasé du moteur à induction, représenté par le système d'équations (2.1) ne tient pas compte des pertes fer. Classiquement, pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine à induction. Cela consiste à placer une résistance équivalente représentant les pertes fer en parallèle ou en série avec la branche de magnétisation [10][22]. Dans un souci de commodité de calcul, le modèle série est obtenu selon [29][31] par une transformation équivalente (passage parallèle-série). Autrement dit, il sera question d'avoir une équivalence au modèle parallèle quasiment réalisable en commande, ce qui permet d'avoir une structure de commande simplifiée avec un minimum d'équations. Dès lors, les équations régissant le modèle du moteur à induction étendu aux pertes fer exprimées dans le repère (d, q) sont décrites par :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = \left(R_s + \frac{l_r}{L_r} R_{ms} + \sigma L_s S \right) \bar{i}_s + \left(\frac{R_{ms}}{L_r} + \frac{M}{L_r} S \right) \bar{\Phi}_r + j\omega_s \sigma L_s \bar{i}_s + j\omega_s \frac{M}{L_r} \bar{\Phi}_r \\ 0 = \left[R_{mr} - \frac{M}{L_r} (R_r + R_{mr}) \right] \bar{i}_s + \left(S + \frac{R_r + R_{mr}}{L_r} \right) \bar{\Phi}_r + j\omega_{sl} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2.2)$$

Lorsque les pertes fer sont négligeables ($R_{ms} = R_{mr} = 0$) les équations du système (2.2) sont exactement les mêmes que celles du modèle sans pertes donnée par le système d'équations (2.1). Enfin, la figure 2.1 présente les deux circuits équivalents (statoriques et rotoriques) pour le modèle série. Les pertes dans le fer sont représentées par une résistance R_{ms} au stator en série avec la mutuelle inductance cyclique M , de même pour le rotor par une résistance R_{mr} .

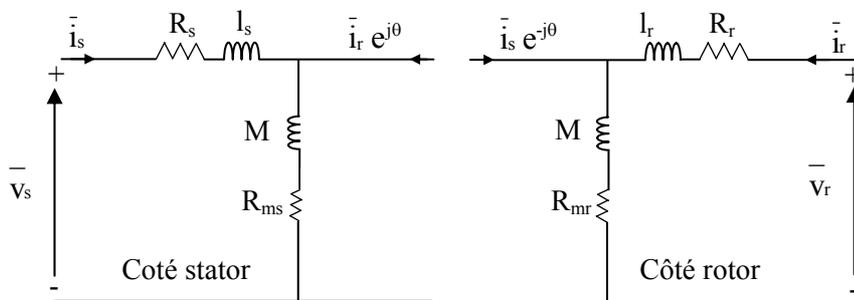


Fig. 2.1 Schéma Equivalent de la Machine à Induction Etendu aux Pertes Fer (Modèle Série) [29]

2.1.3 Modèle de L'Onduleur de Tension

L'onduleur de tension triphasé permet l'échange d'énergie entre une source de tension continu et une charge triphasée (enroulements statoriques de la machine). A partir des notations de la figure 2.2 et avec l'usage des relations de Schales, l'onduleur de tension en fonctionnement normal (les composantes fondamentales des tensions V_{an} , V_{bn} , V_{cn} forment un système triphasé équilibré dont "n" est le point neutre) sans pertes peut être modélisé par une matrice de passage continu-alternatif (dc/ac) telle que [25] :

$$[V_{ac}] = [T] [V_{dc}] \quad (2.3)$$

$$\text{Avec : } [T] = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} ; [V_{ac}] = [V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T ; [V_{dc}] = [V_{ao} \ V_{bo} \ V_{co}]^T$$

En revanche, l'étude des pertes dans un convertisseur d'énergie électrique fonctionnant en commutation forcée, concernent principalement les pertes par conduction qui sont sensibles aux chutes de tension aux bornes des composants et aux courants les traversant pendant une certaine durée dépendante du rapport cyclique ; et les pertes par commutation dépendant de l'énergie dissipée lors des changements d'état des interrupteurs [10][32-33].

Selon [32] les pertes totales du convertisseur (pertes par conduction P_{con} et pertes par commutation P_{sw}) peuvent être calculées par des formules analytiques simplifiées, soit :

$$\sum \text{Pertes} = P_{ond} = P_{con} + P_{sw} = 3(P_{conD} + P_{conT}) + K_{sw} I_s f_{sw} \quad (2.4)$$

P_{conD} , P_{conT} : respectivement les pertes de conduction dans la diode et dans le transistor.

I_s : Courant de phase,

f_{sw} : Fréquence de commutation,

K_{sw} : Coefficient caractérisant les pertes par commutation,

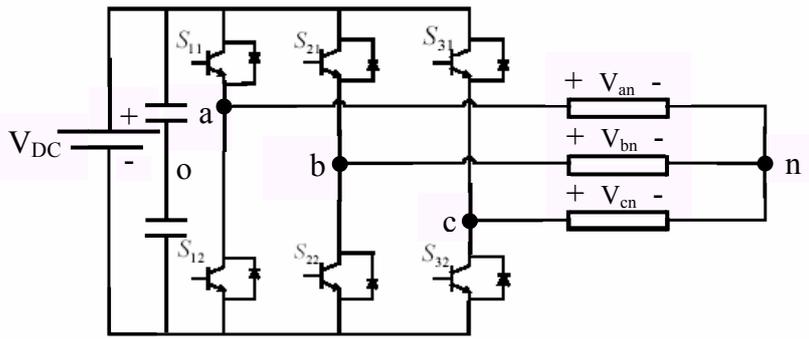


Fig. 2.2 Schéma de Principe de L'Onduleur

Au niveau modèle machine, les grandeurs liées aux pertes du convertisseur sont rapportées à une résistance R_{ond} mise en série avec la résistance du stator comme indiqué sur le schéma de la figure 2.3.

L'insertion de cette résistance dans les équations de tension donnera en fin de compte une chute de tension supplémentaire ce qui facilite sa compensation en commande. Les différentes simulations menées dans les travaux [34] au labo LSP-IE sur le modèle de pertes de l'onduleur ont montré que les pertes sont sensibles à la variation du courant I_s et qu'elles sont plus prépondérantes que celles engendrées par les autres paramètres (f_{sw} , φ , r). P_{ond} étant une puissance, les pertes du convertisseur sont alors exprimées par :

$$P_{\text{ond}} = \frac{3}{2} R_{\text{ond}} I_s^2 \quad (2.5)$$

où :

φ : L'angle de déphasage entre la tension et le courant,

$r = \frac{V_{\text{modulatrice}}}{V_{\text{porteuse}}}$: Indice de modulation,

R_{ond} : Résistance équivalente des pertes du convertisseur.

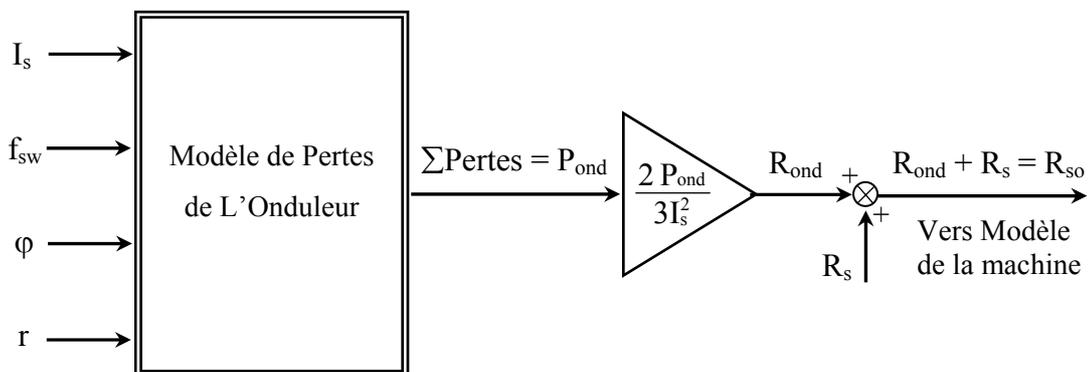


Fig. 2.3 Modèle de Pertes de L'Onduleur

2.1.4 Principe du Contrôle Vectoriel Indirect à Flux Orienté "CV-FRO"

Le contrôle vectoriel des machines à courant alternatif, hérité des travaux de Blascke au début des années 1970, est devenu un standard incontournable, dans la mesure où il est très répandu dans beaucoup d'applications à vitesse variable (Traction électrique, TGV,...). Cette stratégie fournit un contrôle linéaire et découplé entre le flux et le couple de la machine à induction [26][30]. Cela revient à orienter le repère (d, q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature, c'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe (d) et donc d'avoir :

$$\Phi_{rq} = 0 \quad \text{et} \quad \Phi_{rd} = \Phi_r \quad (2.6)$$

La séparation des parties réelles et imaginaires de la deuxième équation du système (2.2) en employant (2.6) permet d'exprimer le flux rotorique en fonction du courant i_{sd} comme suit :

$$\Phi_{rd} = \frac{M - T_{mr} R_{mr}}{1 + T_{mr} \cdot S} i_{sd} \quad (2.7)$$

Ce qui signifie, que dans ces conditions, le flux rotorique peut être contrôlé linéairement par la composante du courant direct i_{sd} moyennant une dynamique globale d'un premier ordre avec la constante de temps T_{mr} [25][28].

La pulsation de glissement est donnée par :

$$\omega_{sl} = \omega_s - p\Omega = \left(\frac{M}{T_{mr}} - R_{mr}\right) \frac{\dot{i}_{sq}}{\Phi_{rd}} \quad (2.8)$$

avec : $T_{mr} = \frac{L_r}{R_{mr} + R_r}$ constante de temps.

L'orientation du flux est ainsi réalisée par la position déduite de la pulsation d'autopilotage :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int (p\Omega + \omega_{sl}) dt = \int \left(p\Omega + \left(\frac{M}{T_{mr}} - R_{mr}\right) \frac{\dot{i}_{sq}}{\Phi_{rd}} \right) dt \quad (2.9)$$

On retombe sur les formulations standards si $R_{mr} = 0$ en (2.7)-(2.8) et (2.9).

Dans les applications du VE, les charges peuvent être en grande partie variées. De ce point de vue, le moteur à induction ne fonctionne pas normalement dans la zone d'affaiblissement du champ (en défluxé). Ainsi pour des contraintes d'ordre lié à la charge maximale, le flux Φ_r doit être maintenu constant à sa valeur de référence $\Phi_r^* = M i_{sd}^*$.

Par conséquent, une fois que le flux est établi à sa valeur de référence à partir de la composante du courant i_{sd}^* dans un contrôle en boucle ouverte caractérisé par (2.7), le couple peut être contrôlé linéairement par la composante de référence i_{sq}^* tels que :

$$C_e = K_t i_{sq}^* \quad (2.10)$$

avec :

$$K_t = p \frac{M}{L_r} \Phi_r^* = p \frac{M^2}{L_r} i_{sd}^* : \text{Constante du couple.}$$

Considérant les suppositions précédentes, l'équation de tension du stator peut être écrite comme suit :

$$\bar{v}_s = \left(R_s + \frac{l_r}{L_r} R_{ms} + \sigma L_s S \right) \bar{i}_s + \bar{e}_s \quad (2.11)$$

où \bar{e}_s indique les termes non-linéaires de couplage définis par :

$$\bar{e}_s = j\omega_s \left[\sigma L_s \bar{i}_s + \left(\frac{M}{L_r} + \frac{R_{ms}}{L_r} \right) \Phi_r^* \right] \quad (2.12)$$

Sous cette forme, la reconstitution du vecteur de la tension de commande \bar{v}_s à partir des grandeurs utiles à la maîtrise du couple (Φ_{rd}, i_{sd}) réintroduit le couplage non-linéaire entre les deux axes d et q. Cependant, pour une alimentation en tension, l'orientation du flux au niveau de l'estimateur rotorique ne suffit pas d'elle-même à réaliser une commande linéaire découplée. La compensation des termes de couplage \bar{e}_s en temps réel, conduit à réaliser un découplage. Cela revient à définir de nouvelles variables \bar{U}_s à partir desquelles on peut définir la fonction de transfert du premier ordre suivante [28-29] :

$$T(S) = \left(\frac{\bar{i}_s}{\bar{U}_s} \right)_{\text{axe-d ou axe-q}} = \frac{T_0}{1 + \tau_{\sigma s} S} \quad (2.13)$$

$$\text{avec : } \bar{U}_s = \bar{v}_s + \bar{e}_s, \quad T_0 = \frac{1}{R'_s}, \quad R'_s = R_s + \frac{l_r}{L_r} R_{ms} \quad \text{et} \quad \tau_{\sigma s} = \frac{\sigma L_s}{R'_s}.$$

Si la compensation des termes de couplage \bar{e}_s en temps réel est bien réalisée, le schéma fonctionnel d'une commande linéaire découplée du moteur à induction basé sur la stratégie de la commande à flux rotorique orienté avec la prise en compte des pertes fer peut être établi comme illustré sur la figure (2.4).

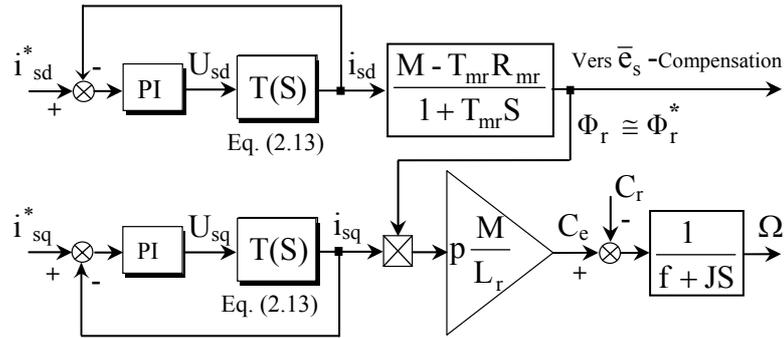


Fig. 2.4 Schéma Equivalent Linéaire d'un CV-FRO

Sur la même figure, on peut remarquer que la commande des courants est réalisée par des correcteurs de type proportionnel intégral "PI" dont les valeurs des paramètres (K , τ) sont obtenues par un calcul élémentaire moyennant les méthodes de placement de pôles [25][35].

2.1.4.1 Contrôle de la Vitesse

Pour répondre aux exigences des systèmes qui fonctionnent à vitesse variable, l'adjonction d'un régulateur de vitesse est nécessaire. La vitesse peut être contrôlée par l'emploi d'un régulateur de type intégral proportionnel "IP", mais dans ce travail on s'est intéressé à utiliser un régulateur PI conçu par la méthode de l'optimum symétrique "Rég.-OS" et un régulateur d'ordre fractionnaire "Rég.-OF". L'objectif essentiel que vise à satisfaire cette section est de présenter d'une manière condensée, les idées fondamentales et les formulations techniques de ces deux derniers régulateurs, puis étudier les performances que confère leur intégration en tant que régulateurs de vitesse par rapport aux performances des régulateurs IP.

A. Régulateur basé sur la Méthode de l'Optimum Symétrique

La méthode de l'optimum symétrique a été développée par Kessler en 1958, pour une application aux systèmes électriques [36]. Le système à corriger est supposé représenté par la fonction de transfert suivante (le coefficient de frottement visqueux supposé négligé) :

$$\frac{\Omega}{i_{sq}^*} = T_0(S) = \frac{K_t}{JS(1 + \tau_{CL}S)} \Bigg|_{C_r=0} \equiv \frac{1}{T_1S(1 + T_2S)} \quad (2.14)$$

où par identification, on a : $T_1 = \frac{p(M^2/L_r)i_{sd}^*}{J} = \frac{K_t}{J}$; $T_2 = \tau_{CL}$: constante de temps correspondante à la boucle de courant, avec i_{sd}^* comme référence d'entrée et i_{sq} (composante courant du couple) c'est la sortie contrôlée comme montré sur la figure 2.5.

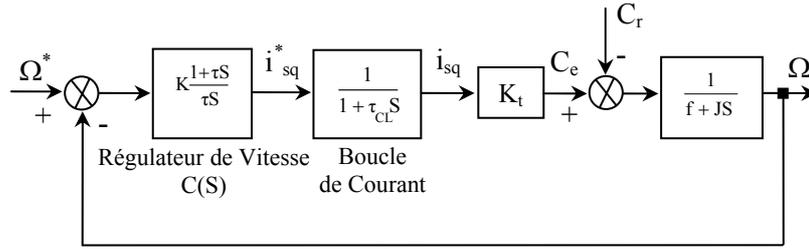


Fig. 2.5 Schéma Fonctionnel de la Boucle de Vitesse

Cette méthode est à la fois simple et réputée pour être robuste. En effet, la constante de temps de la boucle de courant $\tau_{CL} = T_2$ est choisie pour que le pôle du correcteur soit placé à une pulsation élevée, garantissant un bon rejet de perturbation [37-38]. Comme on peut le constater à partir de la figure 2.5, la fonction de transfert en boucle ouverte du système corrigé s'écrit comme suit :

$$T_{C_0}(S) = C(S)T_0(S) = \frac{KK_t}{J\tau} \frac{1 + \tau S}{S^2 (1 + \tau_{CL} S)} \quad (2.15)$$

L'idée principale revient à déterminer la phase maximale φ_m par avance de phase pour que la pulsation de coupure ω_0 (pulsation à 0 dB) puisse la garantir amplement. Autrement dit, placer la pulsation de coupure $\omega_0 = \omega_m$ (ω_m donnant φ_m) pour conférer au système une marge de phase maximale. On réalise donc l'optimum de réglage du correcteur $C(S)$, qui sera suffisamment robuste contre les variations paramétriques. D'ailleurs le nom de la méthode provient du tracé du diagramme asymptotique de Bode (figure 2.6) présentant une symétrie par rapport à la fréquence de coupure ω_0 .

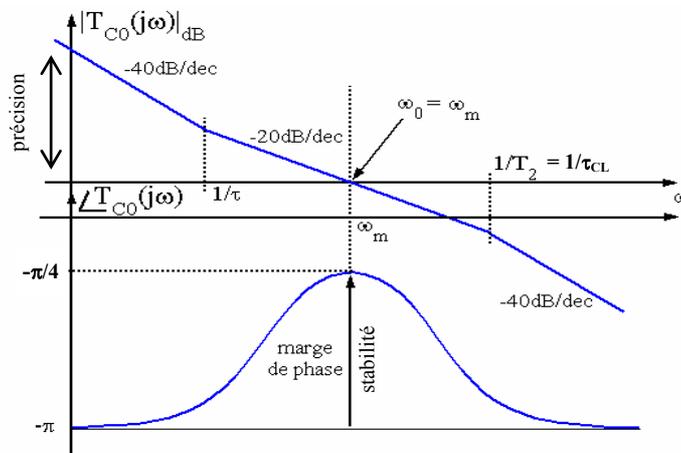


Fig. 2.6 Diagramme Asymptotique de Bode pour l'Optimum Symétrique

On choisit la constante de temps du régulateur dans un rapport positif avec la constante de temps du système. Ce rapport noté "a" appelé paramètre de réglage de la bosse, soit [37] :

$$\tau = a\tau_{CL} = aT_2, \quad a > 1 \quad (2.16)$$

La phase maximale sera :

$$\sin\varphi_m = \frac{a - 1}{a + 1} \quad (2.17)$$

La pulsation de coupure (à 0 dB) :

$$\omega_0 = \omega_m = \frac{1}{T_2\sqrt{a}} = \frac{1}{\sqrt{\tau T_2}} \quad (2.18)$$

La connaissance de ω_0 permet d'avoir $|T_{C0}(j\omega_0)|=1$ et par conséquent, à partir de (2.16) et (2.18) on trouve :

$$K = \frac{T_1}{T_2} \frac{1}{\sqrt{a}} \quad (2.19)$$

Les données, prises comme paramètres optimaux basées sur l'essai et l'erreur sont les suivantes : $K=230.511$; $\tau=0.044s^{-1}$; $T_1=3.207s$; $T_2=0.044s$.

Ce calcul est référé aux données de la machine présentée en annexe A.

B. Régulateur d'Ordre Fractionnaire

La mise en œuvre des régulateurs d'ordre fractionnaire est devenue classique suite aux nombreux travaux dans ce domaine au cours des dernières années [39-41]. Les systèmes d'ordre fractionnaire peuvent être considérés comme une généralisation des systèmes d'ordre entier. On considère un régulateur d'ordre fractionnaire sous la forme :

$$C(S) = (1 + S/\omega_n)^n \quad (2.20)$$

où :

n : étant un nombre non entier (fractionnaire), avec $n \in]-1, +1[$

ω_n : fréquence transitionnelle.

Selon [39] l'expression du régulateur d'ordre fractionnaire (2.20) peut être approximée sous la forme d'une somme, avec N nombre des cellules du premier ordre tendant vers l'infini par :

$$C(S) = \alpha_0 + \sum_{i=1}^N \frac{\alpha_i}{S + \omega_i} \quad (2.21)$$

$\alpha_i = \rho^{n(i-1)} \omega_i$, et $\omega_i = \rho \omega_{i-1}$: fréquences de coupure.

ρ : la raison d'une progression géométrique définie par :

$$\rho = \left(\frac{\omega_N}{\omega_1} \right)^{\frac{1}{N-1}} \quad (2.22)$$

Lorsque $S = 0$, le gain statique devient égal à un : $\alpha_0 + \frac{\alpha_1}{\omega_1} + \dots + \frac{\alpha_N}{\omega_N} = 1$, par la suite α_0 peut être facilement déterminé.

Le choix du degré d'approximation dépend de la bande passante désirée ou plus encore des fréquences de coupure ω_i , qui sont strictement liées au domaine d'action de la vitesse du moteur (mécanique du moteur).

Les données, prises comme paramètres optimaux basées sur l'essai et l'erreur correspondant au nombre fini N des cellules du premier ordre (α_i, ω_i) sont les suivantes :

$n = 0.5$; $N = 7$; $\omega_1 = 10^{-5}$ rad/s, $\omega_7 = 10^{-1}$ rad/s.

En terme de réponse fréquentielle, la figure 2.7 illustre le diagramme asymptotique de Bode pour la conception du régulateur d'ordre fractionnaire.

Enfin, le schéma de la figure 2.8 illustre l'organisation fonctionnelle de la commande de la machine à induction alimentée en tension dont le flux rotorique est orienté avec la prise en compte des pertes fer [29].

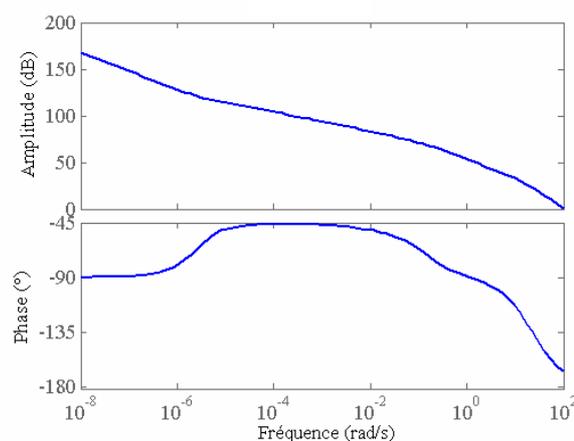


Fig. 2.7 Diagramme de Bode du Régulateur d'Ordre Fractionnaire

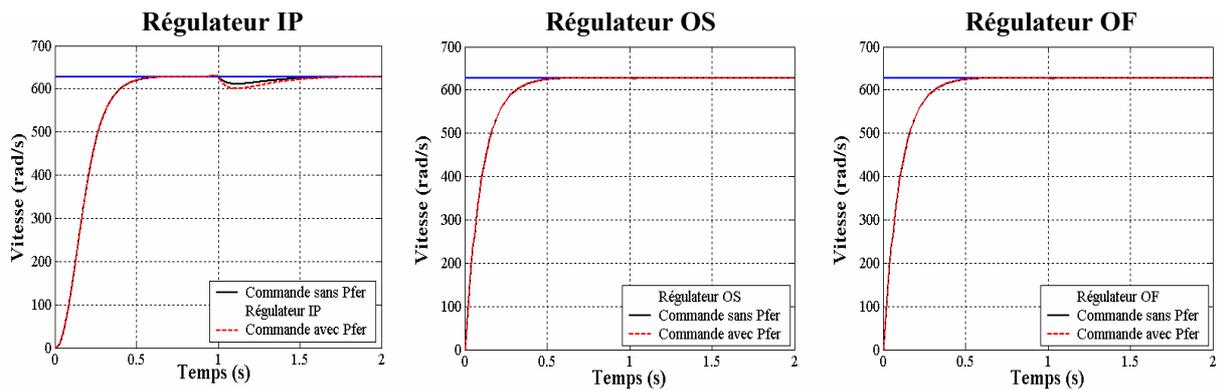


Fig. 2.9a Vitesse - temps

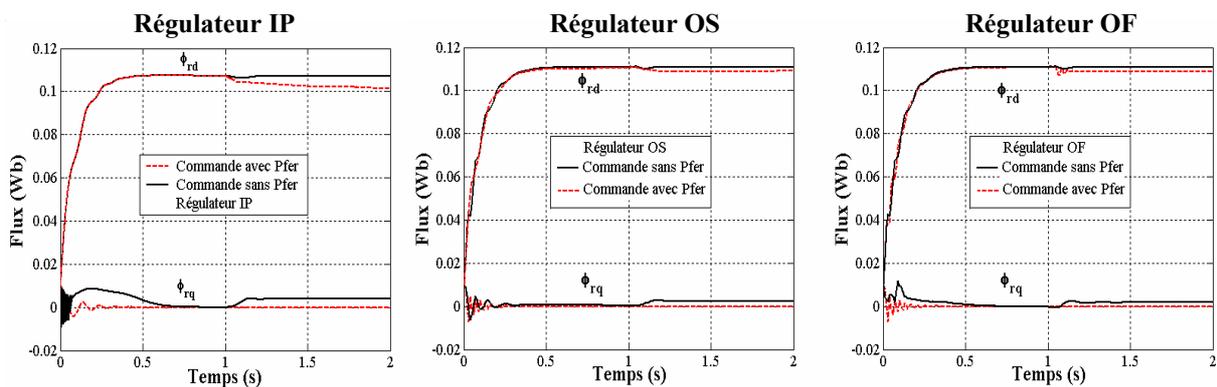


Fig. 2.9b Flux - temps

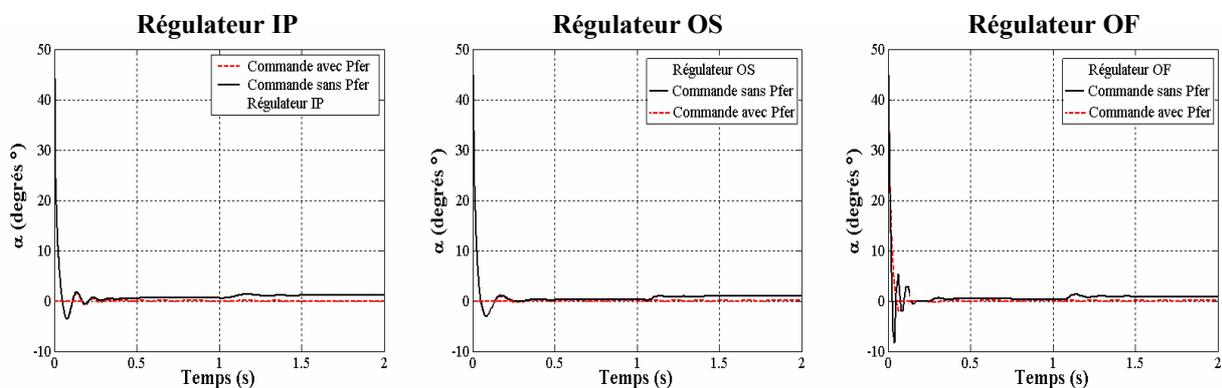


Fig. 2.9c Angle de d'orientation en (°)

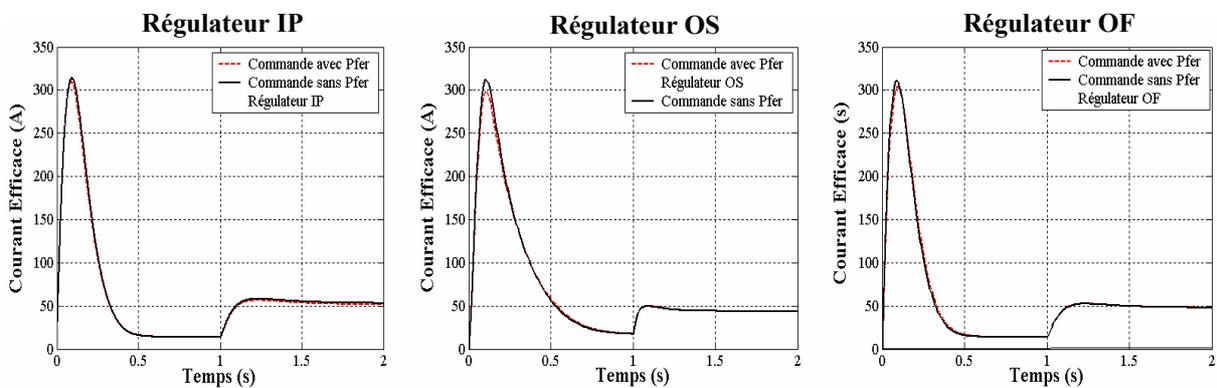


Fig. 2.9d Courant efficace du stator – temps

La figure (2.9a) montre la réponse de la vitesse à vide suivie de l'application d'un couple de charge de 13 Nm à l'instant $t = 1s$. Pour le régulateur IP, on remarque que la vitesse suit parfaitement sa référence avec une légère diminution à l'instant de l'application de la charge. En revanche, la réponse de vitesse est d'autant moins sensible à l'application de la charge (perturbation est d'ailleurs très vite rejetée), lorsqu'on utilise le régulateur d'optimum symétrique ou bien le régulateur d'ordre fractionnaire.

La figure (2.9b) illustre d'une part, la détérioration des performances de la commande vectorielle présentées par les réponses des deux composantes du flux, lorsqu'on ne tient pas compte des pertes fer au niveau de la commande. En effet, cela se traduit par une perte du découplage. Les deux composantes du flux Φ_{rd} et Φ_{rq} sont alors déviées respectivement de Φ_{rd}^* et 0. D'autre part, sur la même figure on constate l'efficacité du découplage pour une commande avec pertes, ce qui permet de contrôler de façon indépendante le terme de flux et celui du courant pour imposer un couple.

L'erreur du flux causée par la négligence des pertes fer engendre également une erreur sur l'angle d'orientation (figure 2.9c) du moment que ce dernier étant étroitement lié au flux par la relation : $\alpha = -\arctg\left(\frac{\Phi_{rq}}{\Phi_{rd}}\right)$, dans ce cas l'hypothèse $\Phi_{rq} = 0$ n'est plus vérifiée.

La figure (2.9d) présente l'évolution du courant statorique pratiquement la composante courant du couple ($i_{sq} \sim \text{couple}$) indiqué en valeur efficace. Toutefois, il existe une petite différence entre les deux réponses (modèle avec ou sans pertes) due essentiellement à la négligence des pertes. Cependant, la présence à nouveau du couplage avec la perte d'orientation du flux est de nature à rendre la commande non linéaire. Seulement dans notre cas la désorientation est relativement faible et ce phénomène n'apparaît pas clairement sur les réponses.

Enfin la figure (2.10) montre une simulation du système d'entraînement pour une inversion de vitesse, toujours avec les mêmes tests. Cependant dans ce cas on considère la variation des résistances du moteur. Il s'agit de faire augmenter les valeurs des résistances statoriques et rotoriques de deux fois par rapport à leurs valeurs nominales.

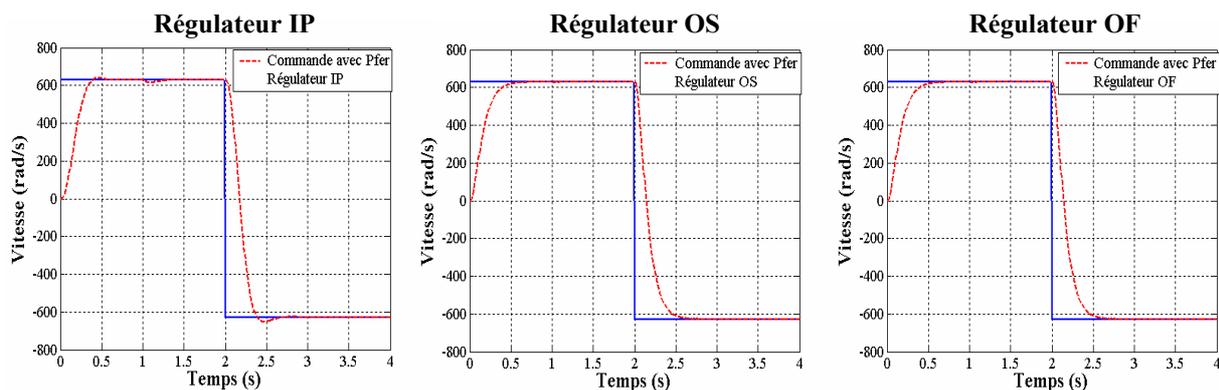


Fig. 2.10 Inversion de la vitesse

Pour ce test de robustesse vis-à-vis de la variation des résistances de la machine en plus de l'application de la charge, les deux régulateurs ("Rég.-OS" et "Rég.-OF") offrent une robustesse meilleure que celle du régulateur IP.

2.3 Conclusion

Dans ce chapitre, la modélisation vectorielle ainsi que le principe de la commande vectorielle à flux rotorique de la machine à induction avec la prise en compte des pertes fer a été succinctement présenté. Comme il a été souligné, le choix du modèle série permet d'avoir un modèle aisément contrôlable dans la mesure où le nombre d'équations n'est pas augmenté, offrant ainsi une structure de commande simplifiée tout en reflétant l'effet des pertes fer. Ensuite, un schéma de simulation vectoriel pour une alimentation en tension a été établi et, en vue d'améliorer la réponse de vitesse le régulateur IP a été substitué par un régulateur PI calibré par la méthode de l'optimum symétrique "Rég.-OS" puis par un autre régulateur d'ordre fractionnaire "Rég.-OF" ; et à partir de quoi des tests de validations ont été effectuées.

Les résultats obtenus ont montré en premier lieu, l'influence que pouvaient avoir les pertes fer sur la commande (considération faite pour haute fréquence de travail). En effet, ceci se traduit par le retour du couplage non linéaire entre les deux axes si toutefois la commande ne tient pas compte des pertes fer. Ainsi, l'hypothèse $\Phi_{rq} = 0$ sur laquelle repose le principe de la commande vectorielle n'est plus vérifiée ! Par conséquent, il devient important de prendre en considération les pertes fer aussi bien dans le modèle de la commande d'autant plus que les vitesses de travail sont suffisamment élevées [29][42].

En second lieu, les résultats obtenus par simulation pour une variation des paramètres de la machine mettent l'accent sur les bonnes propriétés de robustesse des deux régulateurs en comparatif avec celle du régulateur IP, par rapport aux variations de la charge et aux incertitudes sur les paramètres de la machine (résistances statoriques et rotoriques).

La machine ainsi modélisée avec une structure simplifiée et l'usage du contrôle vectoriel à flux rotorique orienté étendue aux pertes fer, faciliteront l'intégration de l'ensemble machine-convertisseur dans des structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique.

Chapitre Trois

STRUCTURES DE COMMANDE D'UN SYSTEME DE PROPULSION BIMOTEUR-ASYNCHRONE

3. Introduction

La recherche de bonnes alternatives aux voitures conventionnelles n'est pas une chose récente. Plusieurs solutions ont été déjà présentées pendant des années, mais il n'y a pas eu de résultat significatif pour qu'elles soient appliquées. Jusqu'à présent, les moteurs à combustion interne sont la technologie la plus mise en avant, ceci est principalement lié à leur grande fiabilité et au fait que leur technologie est arrivée à l'état de maturité. Néanmoins, les questions associées à l'épuisement des combustibles fossiles, et aux problèmes environnementaux liés à la combustion, ont conduit à augmenter les efforts de recherche sur l'étude et le développement de systèmes de propulsion innovateurs. L'ensemble des développements en cours s'attachent à augmenter les prestations de ces catégories de véhicules à savoir : la simplification des structures de commande, l'amélioration du rendement et l'augmentation de l'autonomie pour les rendre aussi proches que possible de celles offertes par les véhicules thermiques avec lesquels ils sont en concurrence directe. Cette nouvelle vision sur la conception de véhicule électrique s'appuie sur le concept de transport durable et concerne la recherche, le développement, la fabrication et l'intégration de technologies innovatrices dans le domaine des transports qui permettent d'améliorer l'efficacité énergétique des véhicules, de réduire les émissions polluantes et les gaz à effet de serre, contribuant ainsi à l'amélioration de la qualité de vie. L'objectif de ce chapitre est de présenter, les structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique. On terminera par présenter tous les résultats de simulation en vue de valider l'approche proposée.

3.1 Structures de Commande d'un Système de Propulsion

La propulsion électrique pour véhicule électrique se conçoit par l'emploi d'un système de commande adapté. Dès lors, diverses possibilités d'association convertisseur-machine sont envisageables telles qu'un choix entre type de moteur, type de structure et stratégie de commande du convertisseur. La recherche sur les véhicules électriques continue ainsi après que le moteur à combustion interne ait été établi comme solution presque exclusive en ce qui concerne les voitures. Depuis lors, les recherches n'ont pas cessé et plusieurs scientifiques et entreprises misent à nouveau sur la voiture électrique compte tenu des progrès accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, les systèmes de gestion de l'énergie et de l'architecture des voitures. La démonstration de la viabilité technologique et économique de ces prototypes reste cependant à parfaire [8][43].

Comme dans les véhicules électriques le poids des différents organes de la batterie aux roues a un impact direct sur la consommation énergétique, alors beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions [5-6][8] sont proposées par plusieurs auteurs pour remplacer les pièces lourdes du véhicule conventionnel, l'utilisation de nouvelles batteries comprenant les panneaux solaires pour la recharge de batterie et l'emploi des systèmes d'entraînement à un seul moteur ou des systèmes multimoteurs [11].

Le véhicule "tout électrique" peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique de la chaîne de propulsion. Cette dernière peut être constituée, dans la version la plus ancienne, d'un moteur unique associé à un embrayage et une boîte de vitesses et dans la version la plus avancée, de deux ou quatre moteurs intégrés dans les roues pour leur entraînement direct [11][44].

L'une des solutions de transmission mécanique (relier la source d'énergie, le ou les moteurs électriques aux roues motrices du véhicule électrique, autrement dit, adapter la vitesse et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule) dans une chaîne de propulsion tout électrique consiste en l'intégration des moteurs électriques dans les roues via un réducteur de vitesse. Ce qui permet d'éliminer tous les dispositifs mécaniques de transmission, au profit d'une gestion électrique de leurs fonctions, de ce fait, menant à une augmentation du rendement ainsi que l'autonomie du véhicule [45].

3.1.1 Première Structure

La figure 3.1 présente la première structure de commande proposée pour la propulsion du véhicule dans laquelle deux moteurs à induction directement couplés aux roues arrière propulsent le véhicule via un réducteur de rapport fixe. Pour cette première structure, le contrôle de la vitesse est effectué séparément par un régulateur pour chaque moteur et sans la boucle du différentiel. Pour une consigne de volant (action sur la direction), cette tension une fois affichée, elle est transmise via les convertisseurs au système de transmission formé par les deux moteurs électriques, qui réagit au fur et à mesure de manière à vérifier ce qui suit :

$$\begin{cases} \Omega_1 = \Omega_0 + \Omega_{diff} \\ \Omega_2 = \Omega_0 - \Omega_{diff} \end{cases} \quad (3.1)$$

Sous forme matricielle, le système d'équations (3.1) peut être réécrit comme suit :

$$[\Omega_{1-2}] = [P][\Omega_{0-diff}] \quad (3.2)$$

Ω_1, Ω_2 : respectivement vitesses du moteur 1, moteur 2 ; avec $[P] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$.

Ω_0, Ω_{diff} : respectivement vitesses du véhicule, différence de vitesse ;

$[\Omega_{1-2}] = [\Omega_1 \quad \Omega_2]^t$; $[\Omega_{0-diff}] = [\Omega_0 \quad \Omega_{diff}]^t$.

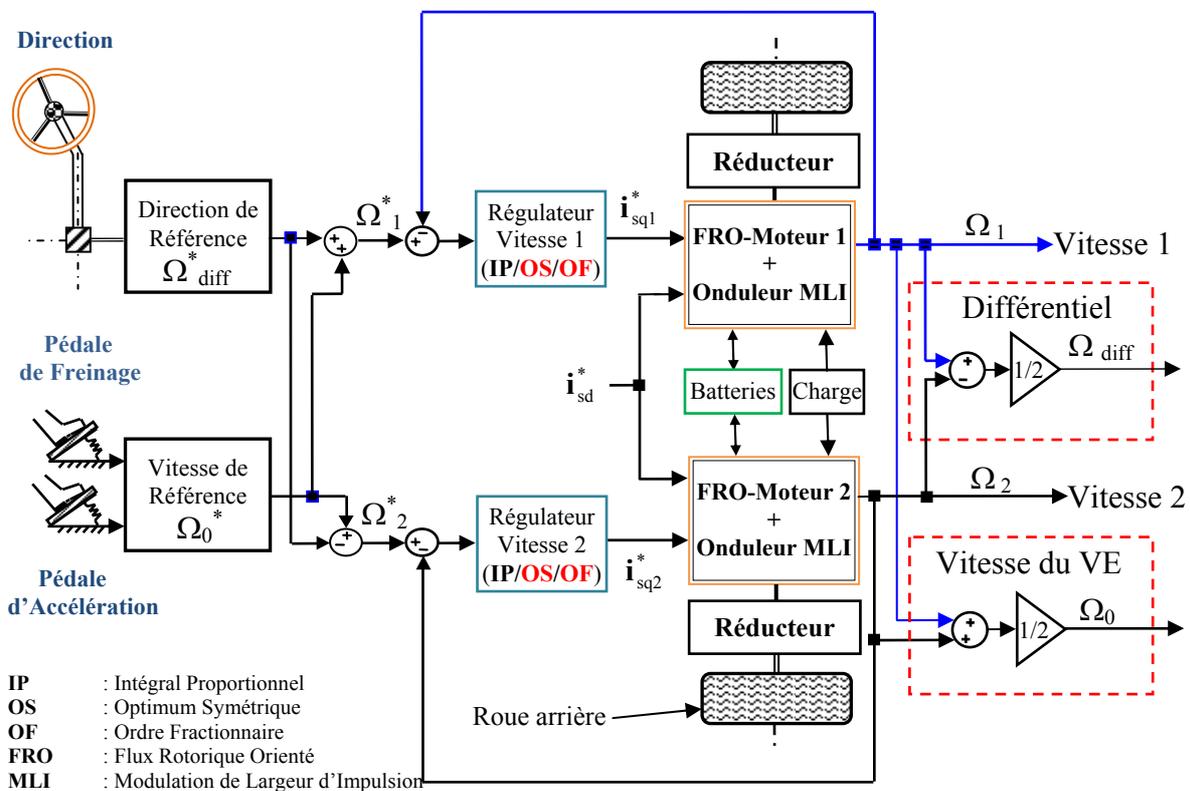


Fig. 3.1 Première Structure de Commande

La vitesse du véhicule Ω_0 n'est pas contrôlée mais déduite de la vitesse des deux moteurs Ω_1 et Ω_2 . On peut donc, écrire la relation matricielle suivante :

$$[\Omega_{1-2}] = [F(S)][\Omega_{1-2}^*] \quad (3.3)$$

avec :

Ω_1^*, Ω_2^* : respectivement vitesse de référence pour le moteur 1 et le moteur 2.

$$[F(S)] = \text{diag}(F_1(S), F_2(S)), [\Omega_{1-2}^*] = [\Omega_1^* \quad \Omega_2^*]^t.$$

$[F(S)]$ étant la matrice des fonctions de transfert de la vitesse en boucle fermée du moteur 1 et du moteur 2. Ces fonctions de transfert sont exprimées par :

$$F_j = \frac{C_j(S)G_j(s)}{1 + C_j(S)G_j(s)} ; \text{ avec } j=1 \text{ ou } 2 \quad (3.4)$$

$C_j(S)$ est la fonction de transfert d'un régulateur qui peut être de type intégral proportionnel (IP), d'ordre fractionnaire (OF) ou bien basé sur la méthode de l'optimum symétrique (OS).

En utilisant l'expression de la vitesse du différentiel (3.2), nous pouvons démontrer que :

$$[\Omega_{0\text{-diff}}] = [H][\Omega_{0\text{-diff}}^*] \quad (3.5)$$

avec :

$$[H] = [P]^{-1}[F(S)][P] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} F_1(S) + F_2(S) & F_1(S) - F_2(S) \\ F_1(S) - F_2(S) & F_1(S) + F_2(S) \end{bmatrix}.$$

Evidemment, une commande découplée de la vitesse du différentiel et celle du véhicule est accomplie si et seulement si nous avons l'égalité entre les deux fonctions de transfert de la vitesse en boucle fermée, soit : $F_1(S) = F_2(S)$.

Ceci indique que le contrôle des deux fonctions de transfert de la vitesse pour les deux moteurs doit être identique. Sinon, on ne peut contrôler séparément la vitesse du différentiel (la direction) et celle du véhicule. Une fois cette condition vérifiée, on peut écrire l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Omega_0 \\ \Omega_{\text{diff}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{C_1 G_1}{1 + C_1 G_1} & 0 \\ 0 & \frac{C_2 G_2}{1 + C_2 G_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_0^* \\ \Omega_{\text{diff}}^* \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.1.2 Deuxième Structure

La deuxième structure utilise un contrôle séparé de la vitesse du véhicule Ω_0 et celle du différentiel des deux roues arrière Ω_{diff} . Comme représenté sur la figure 3.2, cette structure comporte deux boucles de réaction : la première pour la vitesse du véhicule Ω_0 (les vitesses des deux moteurs Ω_1 et Ω_2 ne sont pas directement contrôlées). Le régulateur utilisé, prend en entrée la vitesse de référence Ω_0^* (dans la pratique elle est exprimée par le conducteur par l'intermédiaire d'une pédale d'accélération) et la vitesse mesurée Ω_0 . La deuxième boucle, assure la fonction de différentiel des roues arrière. Suivant les résultats de la comparaison et la valeur de la différence de vitesse obtenue, on peut faire appel au dispositif différentiel. Une fonction de transfert en boucle ouverte entre la vitesse du moteur et le courant de référence i_{sq}^* peut être définie comme suit :

$$G(S) = \frac{\Omega}{i_{sq}^*} \Big|_{C_r=0} = \frac{K_t}{JS + f} \quad (3.7)$$

Sous forme matricielle, on peut écrire :

$$[\Omega_{1-2}] = [Q] [i_{sq1-2}^*] \quad (3.8)$$

$$[Q] = \text{diag}(G_1(S), G_2(S)).$$

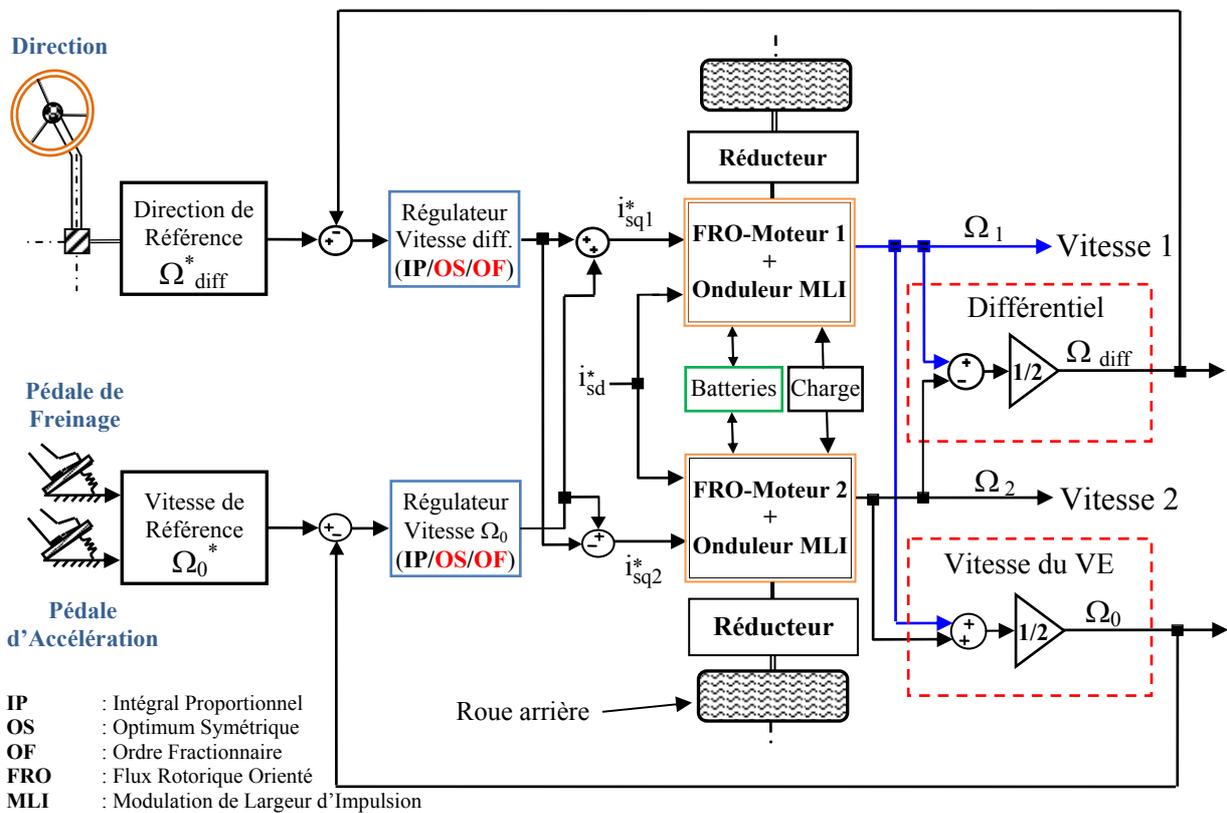


Fig. 3.2 Deuxième Structure de Commande

Comme la relation de l'expression (3.7) reliant la vitesse Ω et la composante en quadrature du courant statorique i_{sq} est linéaire, l'expression (3.2) de la vitesse du différentiel peut être également adoptée pour le courant i_{sq} . Par conséquent on peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{sq1-2}^* \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} i_{sq0-diff}^* \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

avec :

$$\begin{bmatrix} i_{sq1-2}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sq1}^* & i_{sq2}^* \end{bmatrix}^t \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{sq0-diff}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{sq0}^* & i_{sqdiff}^* \end{bmatrix}^t ,$$

i_{sq1}^* , i_{sq2}^* : définissent respectivement les composantes en quadrature du courant statorique de référence des deux moteurs 1 et 2, alors que i_{sq0}^* , i_{sqdiff}^* : caractérisent respectivement la composante du courant de référence de couple du véhicule et la composante du courant de référence de couple du dispositif différentiel du véhicule.

D'une manière générale la vitesse du véhicule Ω_0 et celle du différentiel Ω_{diff} peuvent être contrôlées par un correcteur $C_j(S)$, il en découle :

$$\begin{cases} i_{sq0}^* = C_1 (\Omega_0^* - \Omega_0) \\ i_{sqdiff}^* = C_2 (\Omega_{diff}^* - \Omega_{diff}) \end{cases} \quad (3.10)$$

En utilisant les expressions (3.5), (3.6) et (3.8), on peut démontrer la formulation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \Omega_0 \\ \Omega_{diff} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} 1 + \alpha_{22} & -\alpha_{12} \\ -\alpha_{21} & 1 + \alpha_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha_{11} & \alpha_{12} \\ \alpha_{21} & \alpha_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_0^* \\ \Omega_{diff}^* \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Où :

$$D = (1 + \alpha_{11})(1 + \alpha_{22}) - \alpha_{21}\alpha_{12} ,$$

$$\text{et } \forall S, \alpha_{11} = 0.5(G_1 + G_2) * C_1 ; \alpha_{22} = 0.5(G_1 + G_2) * C_2 ; \alpha_{12} = 0.5(G_1 - G_2) * C_2 ;$$

$$\alpha_{21} = 0.5(G_1 - G_2) * C_1 .$$

$$\text{Si, } \forall S, G_1 = G_2 = G \text{ alors } \alpha_{12} = \alpha_{21} = 0, \alpha_{11} = C_1 * G, \alpha_{22} = C_2 * G .$$

Dès lors, l'expression (3.11) peut être réécrite comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Omega_0 \\ \Omega_{diff} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{C_1 G_1}{1 + C_1 G_1} & 0 \\ 0 & \frac{C_2 G_2}{1 + C_2 G_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Omega_0^* \\ \Omega_{diff}^* \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

3.2 Commande sans Capteur de Vitesse d'un Système de Propulsion

Les exigences pour des systèmes de propulsion compact militent, en grande partie à la nécessité d'éliminer tous les dispositifs mécaniques de transmission (capteurs, arbres d'entraînement, différentiel mécanique) en plaçant des moteurs d'entraînement à l'endroit exact où le couple est exigé. L'utilisation des moteurs électriques permet d'éviter de tels dispositifs mécaniques. Cependant, l'information de la vitesse des roues motrices doit être connue pour commander le processus ! En revanche, le capteur mécanique est le maillon faible de la chaîne. En effet, outre l'encombrement, la robustesse et la précision exigée à retransmettre l'information, le capteur reste fragile et onéreux, plus il est technologiquement performant, et plus il est couteux ! Pour des soucis de fiabilité et de réduction des coûts, la solution de la commande sans capteur de vitesse ou de position est actuellement un champ d'investigation très important [46-49].

3.2.1 Observateur Adaptatif d'Ordre Complet

Le capteur physique, ainsi supprimé, est substitué par un algorithme de calcul de la grandeur mécanique, dont l'information est extraite à partir de la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine. A cet égard, des estimateurs en boucle ouverte où des observateurs en boucle fermée sont employés. L'utilisation d'un estimateur ne permet pas de maîtriser la dynamique de l'erreur qui est tributaire du système physique. D'où l'intérêt d'utiliser des observateurs, dont la dynamique d'estimation est contrôlée [50-51]. En définitif, le degré d'approche des solutions proposées dans la littérature est apprécié selon les performances de ces solutions pour résoudre ou contourner la problématique définie par [52] :

1. l'observabilité et la robustesse de l'estimateur vis-à-vis des dérives paramétriques, en charge et surtout à basse vitesse ;
2. la stabilité globale du système, l'exemple du critère de Lyapunov qui permet d'avoir une information sur la stabilité sans recours à la solution des équations différentielles pas toujours évidente.

Commençant tout d'abord par réécrire le modèle de la machine dans les coordonnées stationnaires (α, β) sous forme de bloc de matrices par le système suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} v_s = Ax + Bv_s \quad (3.14)$$

$$\text{avec : } \mathbf{i}_s = \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} & i_{s\beta} \end{bmatrix}^t ; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \end{bmatrix}^t ; \mathbf{\Phi}_r = \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} & \Phi_{r\beta} \end{bmatrix}^t ;$$

$$\mathbf{A}_{11} = -(\mathbf{R}'_s / (\sigma \mathbf{L}_s) + (1 - \sigma) / \sigma \mathbf{T}_{mr}) \mathbf{I} = \mathbf{a}_{r11} \mathbf{I} ; \mathbf{A}_{12} = \mathbf{M} / (\sigma \mathbf{L}_s \mathbf{L}_r) (\mathbf{1} / \mathbf{T}_{mr} \mathbf{I} - \omega \mathbf{J}) = \mathbf{a}_{r12} \mathbf{I} + \mathbf{a}_{i12} \mathbf{J} ;$$

$$\mathbf{A}_{21} = \mathbf{M} / \mathbf{T}_{mr} \mathbf{I} = \mathbf{a}_{r21} \mathbf{I} ; \mathbf{T}_{mr} = \frac{\mathbf{L}_r}{\mathbf{R}_{mr} + \mathbf{R}_r} ; \mathbf{A}_{22} = -\mathbf{1} / \mathbf{T}_{mr} \mathbf{I} + \omega \mathbf{J} = \mathbf{a}_{r22} \mathbf{I} + \mathbf{a}_{i22} \mathbf{J} ;$$

$$\mathbf{R}'_s = \mathbf{R}_s + \frac{\mathbf{1}_r}{\mathbf{L}_r} \mathbf{R}_{ms} ; \sigma = 1 - \mathbf{M}^2 / (\mathbf{L}_s \mathbf{L}_r) ; \mathbf{B} = -\mathbf{1} / (\sigma \mathbf{T}_r) \begin{bmatrix} \mathbf{I} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} ; \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

Le modèle d'état de l'observateur du flux rotorique et des courants statoriques est donné par :

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B} \mathbf{v}_s + \mathbf{G} (\mathbf{i}_s - \hat{\mathbf{i}}_s) \quad (3.15)$$

où : $\hat{\mathbf{x}}$ symbolise les valeurs estimées et \mathbf{G} la matrice de gain définie comme suit :

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1 & \mathbf{g}_2 & \mathbf{g}_3 & \mathbf{g}_4 \\ -\mathbf{g}_2 & \mathbf{g}_1 & -\mathbf{g}_4 & \mathbf{g}_3 \end{bmatrix}^t \quad (3.16)$$

Un calcul de la matrice \mathbf{G} a été adopté dans [53] permettant d'avoir une proportionnalité avec le gain k , entre les valeurs propres du système à observer et celles de l'observateur tels que :

$$\begin{cases} \mathbf{g}_1 = (k - 1)(\hat{\mathbf{a}}_{r11} + \hat{\mathbf{a}}_{r22}) \\ \mathbf{g}_2 = (k - 1)\hat{\mathbf{a}}_{i22} \\ \mathbf{g}_3 = (k^2 - 1)(\hat{\mathbf{a}}_{r21} - \rho \hat{\mathbf{a}}_{r11}) + \rho \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_4 = \rho \mathbf{g}_2 \end{cases}, k > 0 \quad \text{et } \rho = -(\mathbf{L}_s \mathbf{L}_r - \mathbf{M}^2) / \mathbf{M}.$$

La dynamique de l'erreur de l'observateur, obtenue par soustraction entre les grandeurs estimées et celles mesurées est exprimée par :

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}} - \dot{\hat{\mathbf{x}}} = (\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})\mathbf{e} - \Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}} \quad (3.17)$$

$$\Delta \mathbf{A} = \hat{\mathbf{A}} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{J} / \rho \\ \mathbf{0}_{2 \times 2} & \mathbf{J} \end{bmatrix} (\hat{\omega} - \omega).$$

L'expression (3.17) comprend un terme linéaire dont la stabilité est assurée lorsque $(\mathbf{A} - \mathbf{G}\mathbf{C})$ est choisie matrice de Hurwitz (c'est-à-dire ses valeurs propres soient à parties réelles négatives). Le second terme $(\Delta \mathbf{A} \hat{\mathbf{x}})$ est un terme non linéaire, causé par la variation paramétrique ; sa stabilité pourrait être garantie par le théorème de Lyapunov dont la fonction est définie par [51] :

$$\mathbf{V} = \mathbf{e}^T \mathbf{e} + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (3.18)$$

λ étant une constante positive.

Comme illustré sur la figure 3.3, après quelques dérivations et calculs mathématiques, nous pouvons obtenir la structure de l'observateur adaptatif en vitesse. Cette dernière sera considérée comme paramètre à adapter via un mécanisme d'adaptation (correcteur de type PI) tels que :

$$\hat{\omega} = K_{p\omega}(e_i \otimes \hat{\Phi}_r) + K_{I\omega} \int (e_i \otimes \hat{\Phi}_r) dt \quad (3.19)$$

avec $e_i = i_s - \hat{i}_s$, $K_{p\omega}$, $K_{I\omega}$: paramètres du correcteur PI.

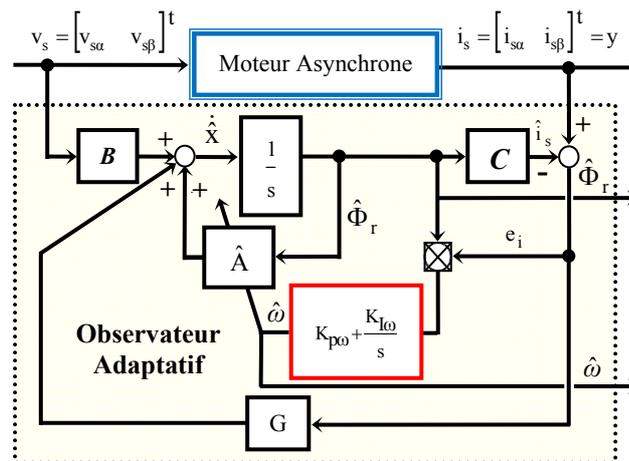


Fig. 3.3 Structure de l'Observateur Adaptatif en Vitesse

3.3 Résultats de Simulation & Discussions

Afin de tester les performances des deux structures de commande proposées pour la propulsion du véhicule, commençant tout d'abord par prendre une trajectoire donnée pour le VE définie comme illustré sur les figures 3.4, par une trajectoire de référence (profils exigés pour satisfaire la trajectoire imposée par le véhicule avec des manœuvres spécifiées). A partir d'un point de départ, le véhicule va tout droit à travers la direction des x jusqu'à 100 m. Ensuite le véhicule tournera, à gauche et à environ 200 m, il tournera à nouveau à droite. Finalement, une fois arrivé environ les 275 m, le véhicule devrait continuer directement sa trajectoire respectant la direction des x. Les performances des deux structures de commande ont été testées en premier lieu, quand les deux moteurs sont supposés équilibrés, ce qui signifie que les résistances statoriques et rotoriques des deux moteurs pourraient être identiques "cas équilibré".

Le deuxième cas en revanche, "non équilibré" est défini pour une situation d'échauffement lorsque l'un des deux moteurs est plus chauffé que l'autre.

Dans la pratique cette situation pourrait être produite, par exemple, lorsqu'une roue est freinée par un obstacle fort, alors que le moteur est appelé à développer un couple important sous une vitesse nulle. En simulation, il s'agit de faire augmenter les valeurs des résistances statoriques et rotoriques de deux fois par rapport à leurs valeurs nominales. En second lieu, histoire de rendre les tests beaucoup plus sévères, des couples de charges seront appliqués sur chaque moteur quand le véhicule accomplit ses manœuvres de tour. Comme on peut le constater sur les figures (3.4), les réponses suivent bien la trajectoire de référence pour le cas équilibré. Le même résultat peut être également obtenu pour le cas "non équilibré" quand les régulateurs de vitesses IP sont substitués par des régulateurs d'ordre fractionnaire "Rég.-OF" et des régulateurs basés sur la méthode de l'optimum symétrique "Rég.-OS". En revanche, pour le même cas non équilibré, le véhicule quitte sa trajectoire lorsque des régulateurs de vitesses IP sont utilisés. Cela signifie que la commande de l'action du différentiel est gravement perdue accompagnée par la perte du but assigné à la commande du véhicule.

Les figures 3.5 détaillent séparément l'évolution de la vitesse du véhicule et ses différentes réponses toujours avec les mêmes tests évoqués précédemment. Avant une seconde, les deux moteurs sont magnétisés à leurs valeurs nominales; ensuite le véhicule démarre par une accélération constante pendant quatre secondes jusqu'à atteindre une vitesse linéaire de 106 Km/h étant donné que chacun des deux moteurs est associé à un réducteur de vitesse de rapport fixe. Ce qui permet de diminuer la vitesse de rotation ramenée aux roues et d'augmenter le couple. Ainsi, la vitesse linéaire de propulsion du véhicule V_0 est exprimée par :

$$V_0 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{r_e} (\Omega_1 + \Omega_2) * R_{roue} \quad (3.20)$$

avec : r_e , R_{roue} respectivement le rapport de réduction, rayon de la roue.

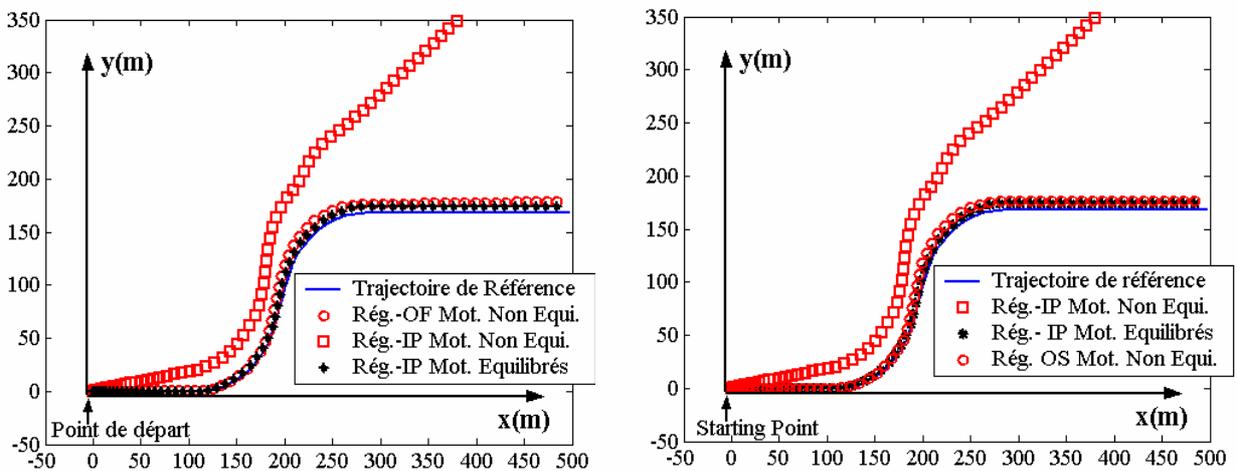


Fig. 3.4 Trajectoires de Poursuite du Véhicule

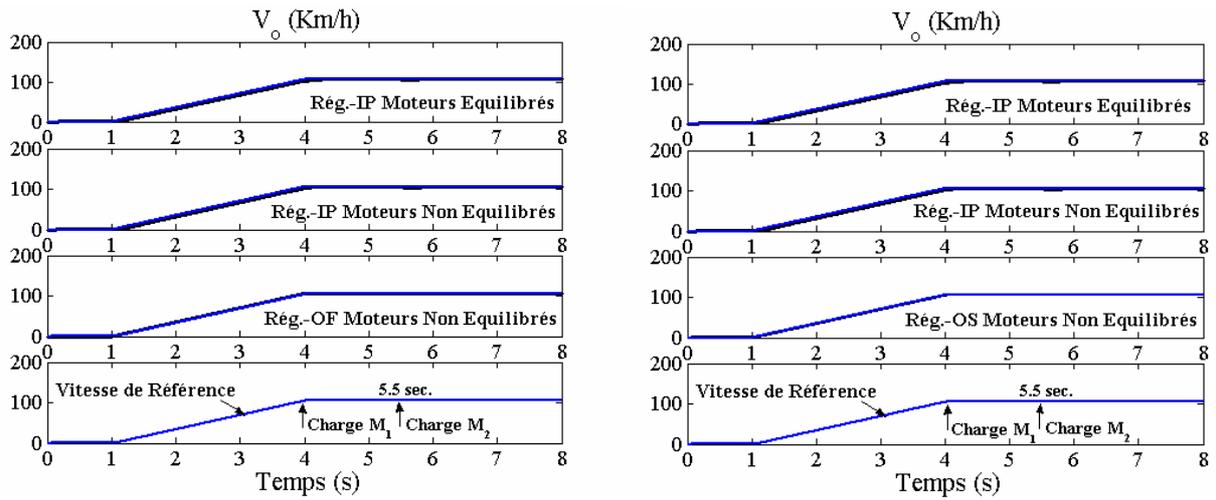


Fig. 3.5 Vitesse du VE - temps

Les valeurs du rapport de réduction r_e couramment rencontrées dans la transmission des VE sont comprises entre 5 et 12 environ pour des réducteurs fixes. R_{roue} étant le rayon de la roue, environ 33 cm pour une automobile urbaine [11].

Les figures 3.6 montrent clairement l'impact du cas des moteurs non équilibrés avec les mêmes tests, sur les réponses de la vitesse du différentiel. L'impact est plus évident lorsque des régulateurs de vitesses IP sont utilisés. On peut voir également que même au point de départ à une seconde, le différentiel électrique présente une perturbation (oscillation) alors qu'à cet instant le différentiel n'est pas encore sollicité par n'importe quelle commande !

Cet effet est seulement dû au couplage entre la vitesse du véhicule et celle du différentiel, créé par la situation du déséquilibre dans les deux moteurs. En revanche, avec l'utilisation des régulateurs de vitesses (Rég.-OF et Rég.-OS) les réponses de la vitesse du différentiel deviennent beaucoup plus améliorées.

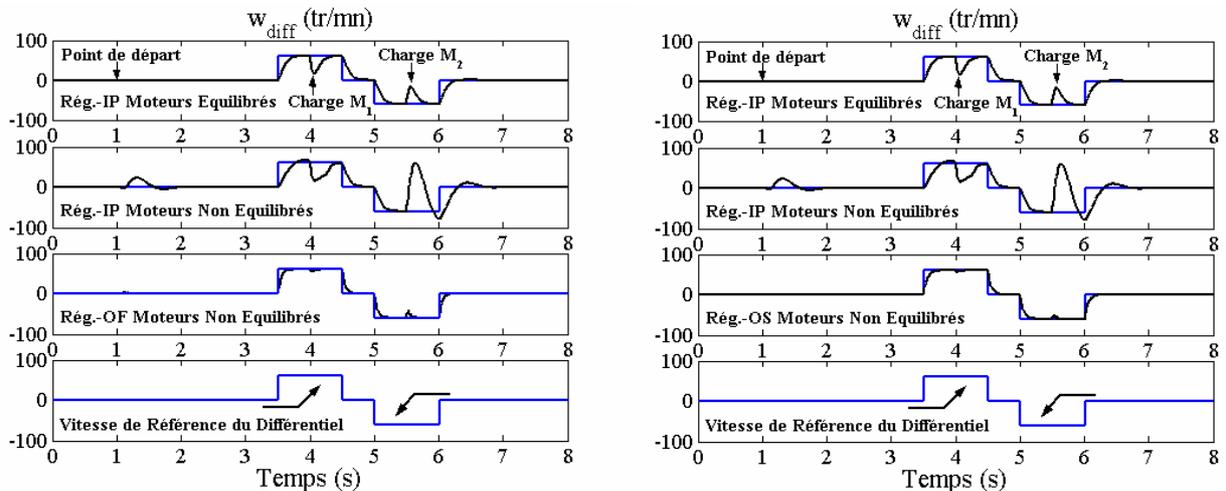


Fig. 3.6 Vitesse du Différentiel – temps

Les figures 3.7 présentent les réponses des deux composantes du flux direct et en quadrature. Malgré l'effet des perturbations, le découplage entre les composantes du flux à l'intérieur des moteurs exigé dans une commande à flux orienté est peu affecté, dans la mesure où l'on constate que la composante en quadrature avoisine le zéro. En revanche, la composante directe est fortement affaiblie (defluxée) conduisant ainsi à l'augmentation des courants dans les enroulements du moteur lorsque ce dernier est chauffé.

Cette affirmation est bien démontrée sur les figures 3.8 sur lesquelles on peut constater l'importance des courants statoriques du moteur chauffé indiqués en valeurs efficaces, après l'application des perturbations (augmentation des résistances) qui atteignent environ deux fois leurs valeurs nominales en les comparant au premier cas où les deux moteurs sont équilibrés.

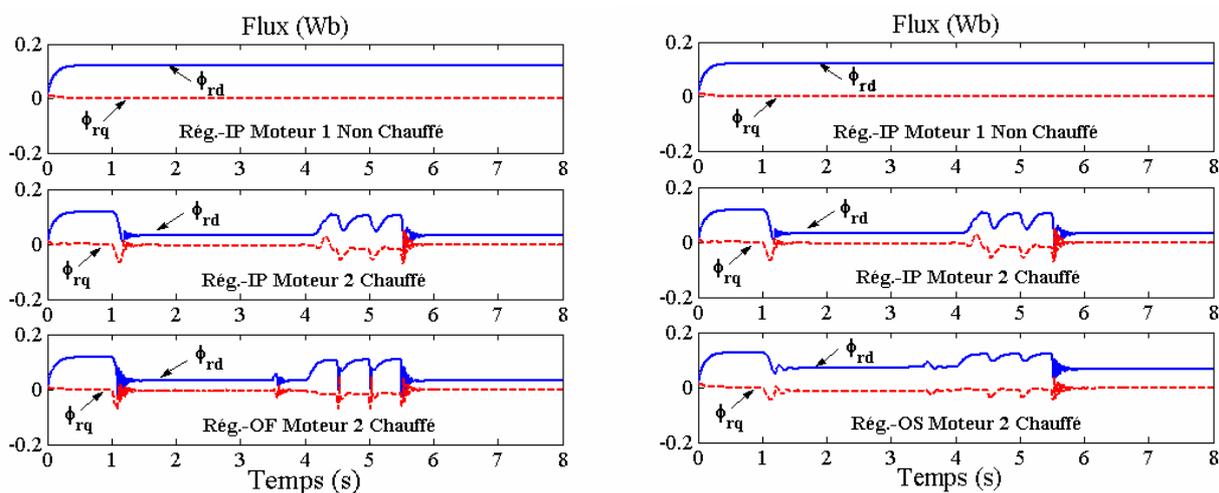


Fig. 3.7 Composantes du Flux – temps

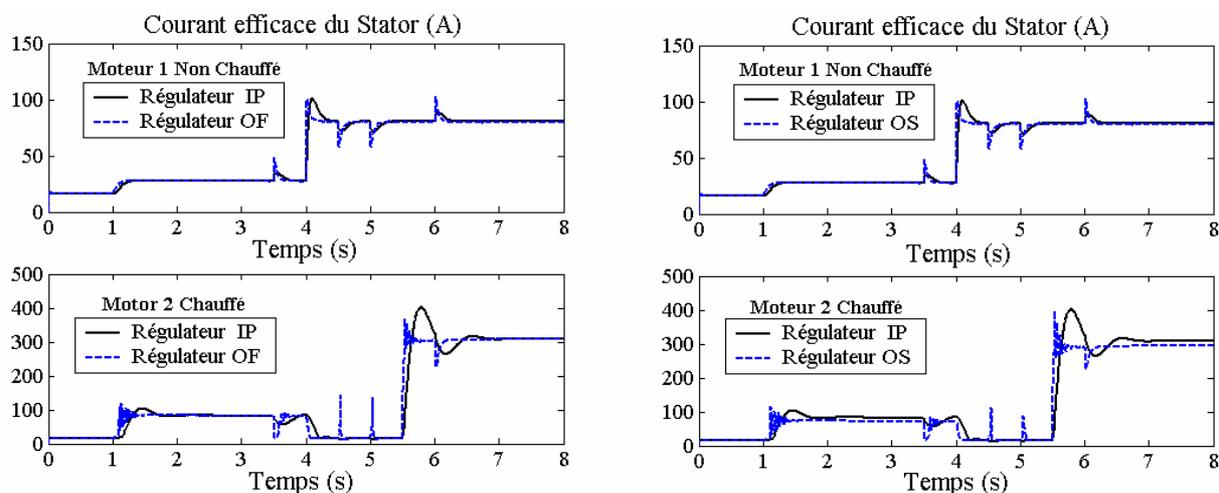


Fig. 3.8 Courant Efficace du Stator – temps

Les figures 3.9 illustrent la réponse en vitesse d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse appliquée à la première structure, définie par un nouveau circuit de trajectoire de référence imposé par le véhicule. A partir d'un point de départ, le véhicule va tout droit à travers la direction des x jusqu'à 700 m. Après, le véhicule tournera à gauche en formant un cercle et environ 900 m il tournera à nouveau à droite mais dans le sens inverse pour former un autre cercle de même diamètre. En plus des perturbations effectuées précédemment, des couples de charges ($C_{rn}/2$) sont appliqués au démarrage même du véhicule. Comme on peut le constater, les réponses en vitesses (réelles et estimées) suivent parfaitement la trajectoire de référence pour le cas des moteurs équilibrés (pas d'échauffement). Le même résultat peut être identiquement obtenu pour le cas non équilibré avec l'utilisation des régulateurs de l'optimum symétrique. Toutefois pour le même cas non équilibré, le véhicule est dévié de sa trajectoire lorsqu'on utilise des régulateurs IP.

La figure 3.10 montre l'évolution de la vitesse du véhicule (réelle – estimée), sur laquelle on peut noter que les réponses en vitesses ne sont pas affectées par les perturbations créées. On peut également noter à partir de la figure 3.11 que l'erreur entre la vitesse réelle et la vitesse estimée converge vers zéro.

La réponse en vitesse du différentiel est présentée sur la figure 3.12. On peut voir qu'avec l'usage des régulateurs basés sur la méthode de l'optimum symétrique, la réponse de la vitesse du différentiel devient beaucoup plus améliorée (rejet de perturbation, pas de dépassement) comparée à la réponse de vitesse utilisant des régulateurs IP.

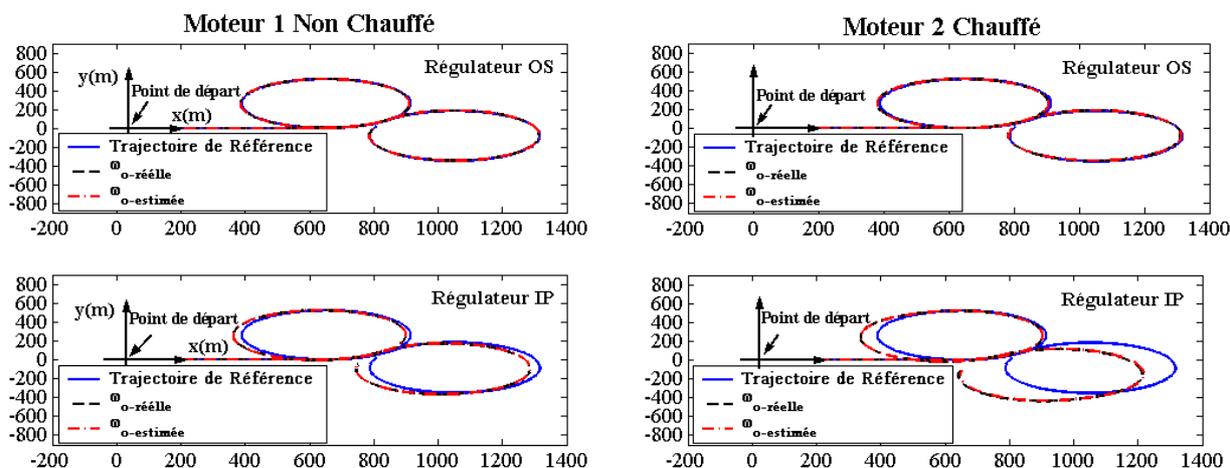


Fig. 3.9 Trajectoires de Poursuite du Véhicule

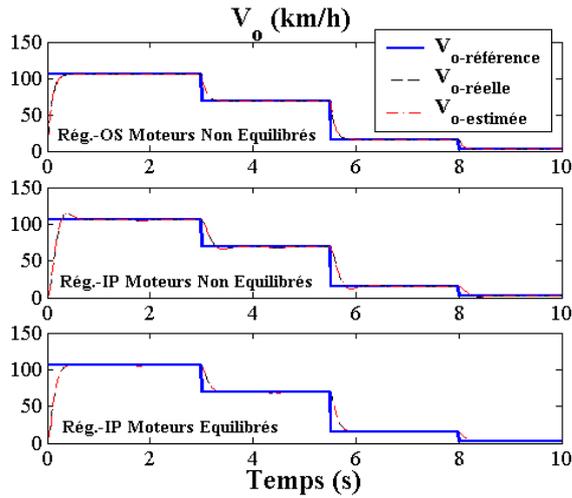


Fig. 3.10 Vitesse du VE – temps

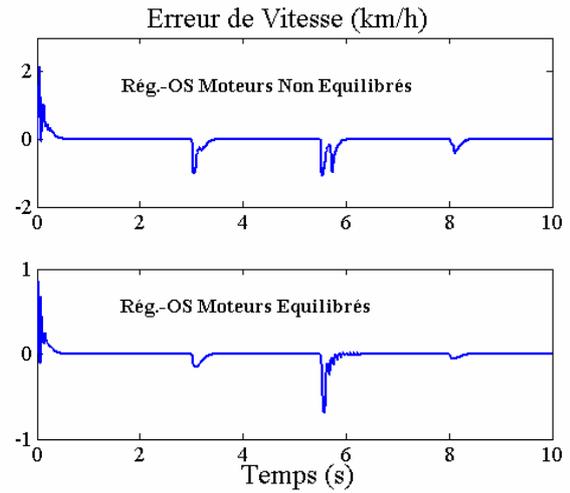


Fig. 3.11 Erreur de Vitesse - temps

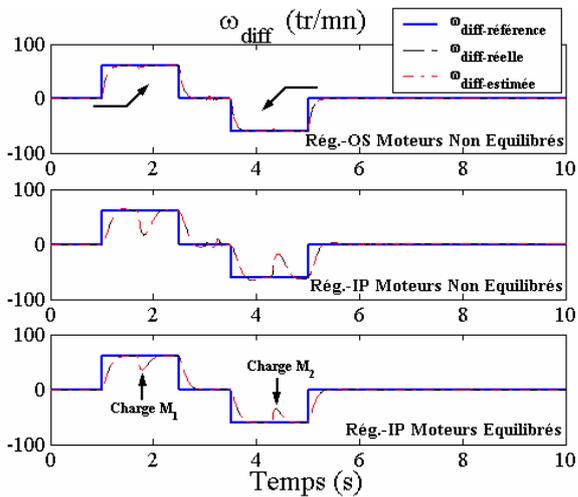


Fig. 3.12 Vitesse du Différentiel – temps

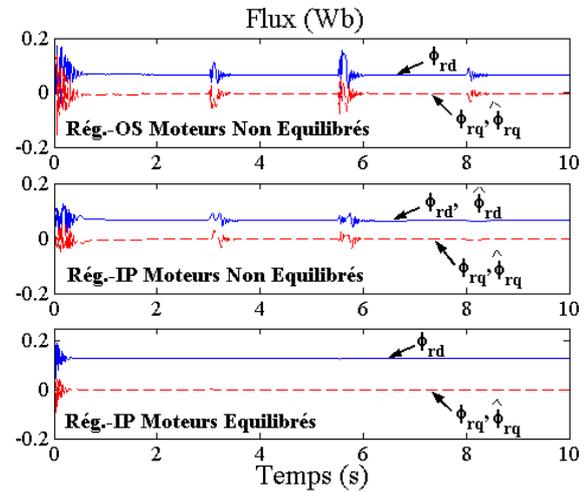


Fig. 3.13 Composantes du Flux – temps

La figure 3.13 illustre la réponse des deux composantes du flux direct et en quadrature toujours avec les mêmes tests précédemment évoqués. Le découplage entre les deux composantes est peu affecté, ce qui permet d'avoir une commande découplée autrement dit, contrôler de façon indépendante le terme du flux et le terme de courant pour imposer un couple. Quoique la composante directe est defluxée conduisant ainsi à l'augmentation des courants dans les enroulements du moteur chauffé.

Afin de résoudre l'excès de ces courants statoriques dans le cas non équilibré traduit par un échauffement dans l'un des deux moteurs. Les figures 3.14 et 3.15, illustrent respectivement l'évolution des courants statoriques et les composantes du flux en comparatif avec et sans l'application du système d'adaptation paramétrique.

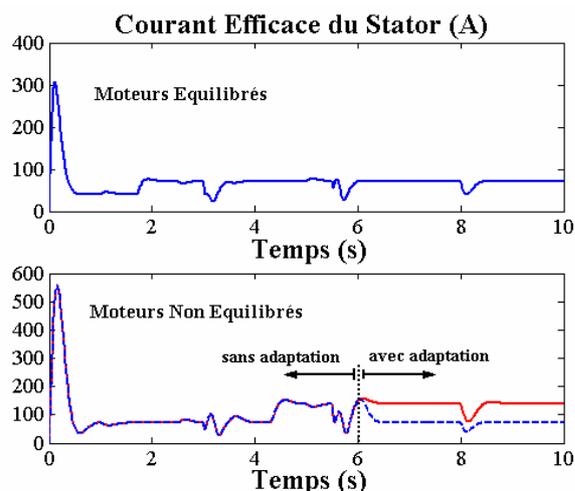


Fig. 3.14 Courant efficace du stator – temps

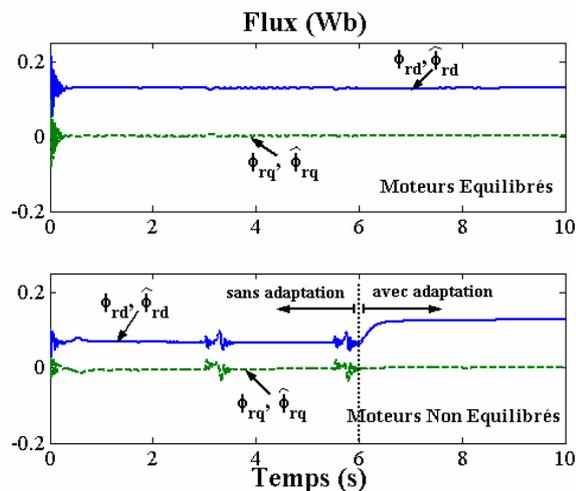


Fig. 3.15 Composantes du flux – temps

Comme on peut le constater, même avec cette situation de déséquilibre, le courant est minimal tandis que la composante du flux directe atteint sa valeur correcte du régime permanent alors que la composante en quadrature est toujours gardée à zéro, après que le processus d’adaptation est entamé après 6 s. Ce qui montre l’efficacité du système d’adaptation.

3.4 Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation des deux structures de commande proposées pour la propulsion d’un véhicule électrique. Les résultats obtenus par simulation ont permis de faire une première validation de ces deux structures. En effet, les différents résultats montrent bien l’apport du contrôle, lorsque des régulateurs robustes d’ordre fractionnaire et ceux basés sur la méthode de l’optimum symétrique sont utilisés. Essentiellement, avec les dérives paramétriques (situation d’échauffement dans l’un des deux moteurs), application de couple de charge, disposant ainsi de propriétés de rejet de perturbations acceptables et les opérations à basses vitesses quand le VE est conduit pour assurer une trajectoire particulière avec des manœuvres spécifiées. Il est à noter que les résultats obtenus par simulation pour les deux structures de commande sont pratiquement identiques. A cet effet, nous nous sommes limités à présenter uniquement les résultats de la première structure.

Pour parvenir à valider davantage les résultats obtenus, une mise en œuvre pratique pour les deux structures de commande et donc nécessaire.

Chapitre Quatre

VALIDATION EXPERIMENTALE D'UN SYSTEME DE PROPULSION BIMOTEUR ASYNCHRONE 'REEL-VIRTUEL'

4. Introduction

La commande à vitesse variable des entraînements électriques a bénéficié, ces dernières années, d'avances méthodologiques et technologiques significatives. En effet les progrès de l'électronique numériques 'temps réel' et les développements des composants de l'électronique de puissance conjuguant à la fois rapidité de commutation et puissance commutée permettent aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande sophistiqués dans des cartes de commandes compactes irréalisables il y a une dizaine d'année.

Dans ce contexte, le présent chapitre est consacré à la validation expérimentale des structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique bimoteur asynchrone via un banc expérimental à base du système dSPACE "DS1103".

La première partie du chapitre décrit d'une part l'idée proposée pour cette mise en œuvre pratique et d'autre part, la description des divers éléments constituant le banc d'essai expérimental élaboré. La deuxième partie du chapitre présente les résultats expérimentaux issus des essais pour une implantation d'une commande scalaire et d'une commande vectorielle.

4.1 Description du Banc d'Essai

L'idée principale des structures de commande proposée pour la propulsion du véhicule nécessite l'utilisation de deux moteurs identiques à induction directement couplés aux roues arrières pour une alimentation embarquée (48V). Afin de s'affranchir de cette difficulté, nous avons élaboré une plateforme expérimentale utilisant une machine réelle et une machine virtuelle qui constitue le modèle mathématique de la dite réelle. Cette manière de procéder permet à la fois de disposer de deux modèles moteurs identiques et de facto de valider en temps réel la modélisation et l'identification de la machine testée. Cette plateforme, dont le schéma bloc est bien illustré dans la figure 4.1, comporte les principaux éléments suivants :

1. Source Electrique : cette partie comporte la source du réseau triphasé (220/380V 50Hz), un autotransformateur triphasé, un étage redresseur et une capacité de filtrage. Elle permet d'assurer une tension continue aux bornes de l'onduleur (allant jusqu'à 530V continu).

2. Convertisseur Commandé : cette partie consiste en un onduleur triphasé à IGBT pour une puissance de 1kVA, fonctionnant en Modulation de Largeur d'Impulsion "MLI" avec une fréquence de 2 kHz.

3. Machine Electrique-Charge : les tests ont été réalisés sur une machine à induction de 0.9 kW à cage d'écureuil (machine réelle) dont les paramètres caractéristiques sont données dans l'annexe B. Cette machine est couplée à un frein à poudre constituant la charge. Placée en bout d'arbre, une tachy-génératrice fournit une mesure de la vitesse mécanique du rotor.

4. Partie Commande : les lois de commande sont générées par une carte dSPACE "DS1103" à double processeur de signal. A l'aide de compilateurs de l'environnement dSPACE, on implante directement le schéma généré sous MATLAB/Simulink. L'avantage de cet environnement réside dans la simplicité de mise en œuvre à l'aide de l'interface Simulink-dSPACE.

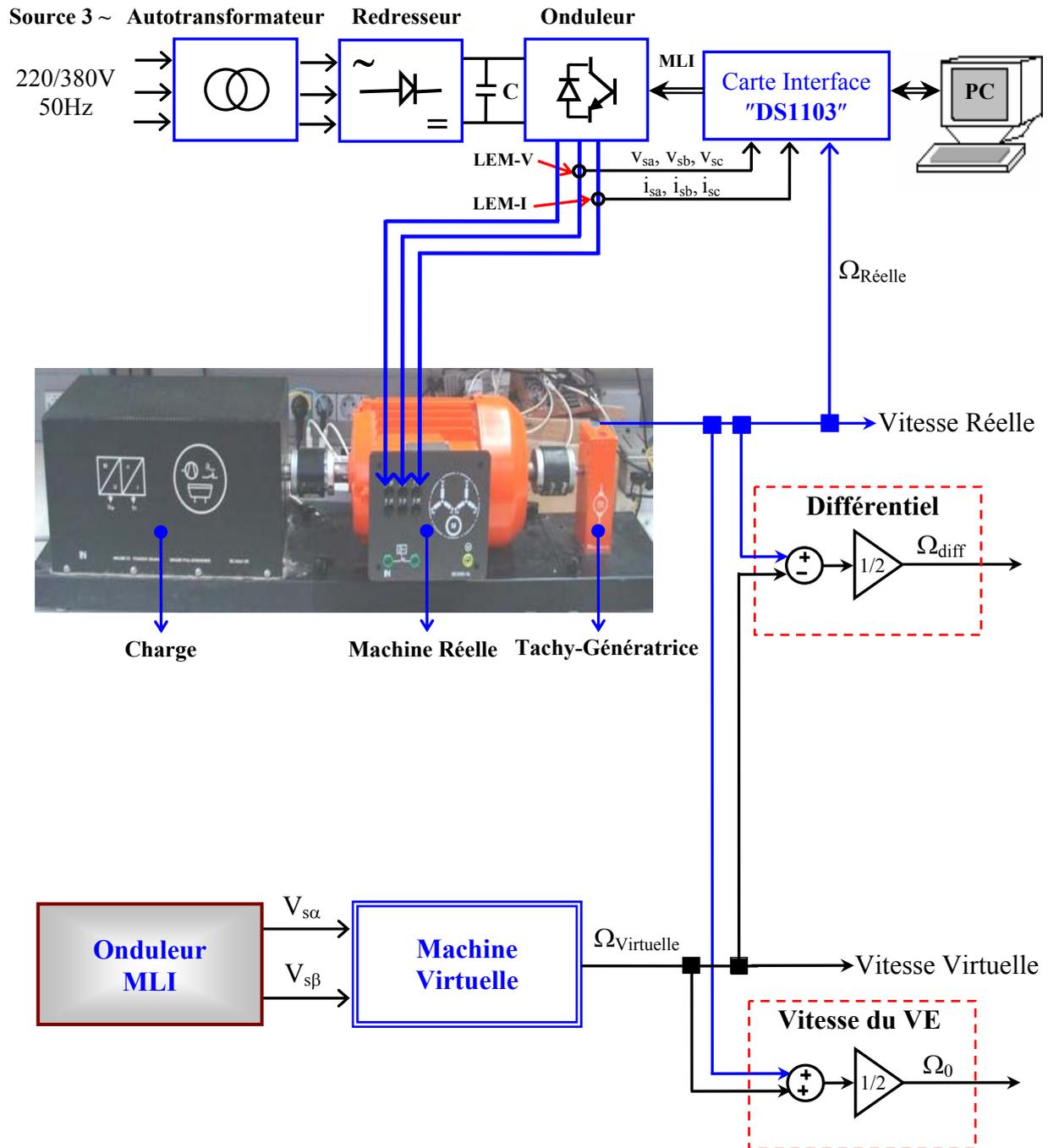


Fig. 4.1 Synoptique de la Plateforme Expérimentale

5. Partie Interface : Cette partie comporte une carte interface permettant une adaptation du niveau de tension des signaux de commande. Le module de mesure des signaux électriques (tensions et courants de lignes) est constitué de capteurs à effet Hall (capteur de courant LEM LA25-A "LEM-I" et capteur de tension LEM LV25-VP "LEM-V"). Ce qui permet d'avoir les mesures des trois tensions et courants de lignes.

4.2 Résultats Expérimentaux & Discussion

4.2.1 Commande Scalaire

Dans le but de vérifier expérimentalement le principe du différentiel électrique issu des structures de commandes proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique, nous avons en premier lieu commencé par l'implantation d'une commande scalaire. Son principe est de maintenir le rapport $V/f = \text{constant}$, ce qui signifie garder le flux constant.

La figure 4.2 illustre le principe de la commande scalaire d'une machine à induction. En effet, il s'agit de réguler la vitesse de la machine en reconstituant la pulsation statorique à partir de la vitesse et de la pulsation rotorique. Cette dernière, qui est l'image du couple de la machine est issue du régulateur de vitesse.

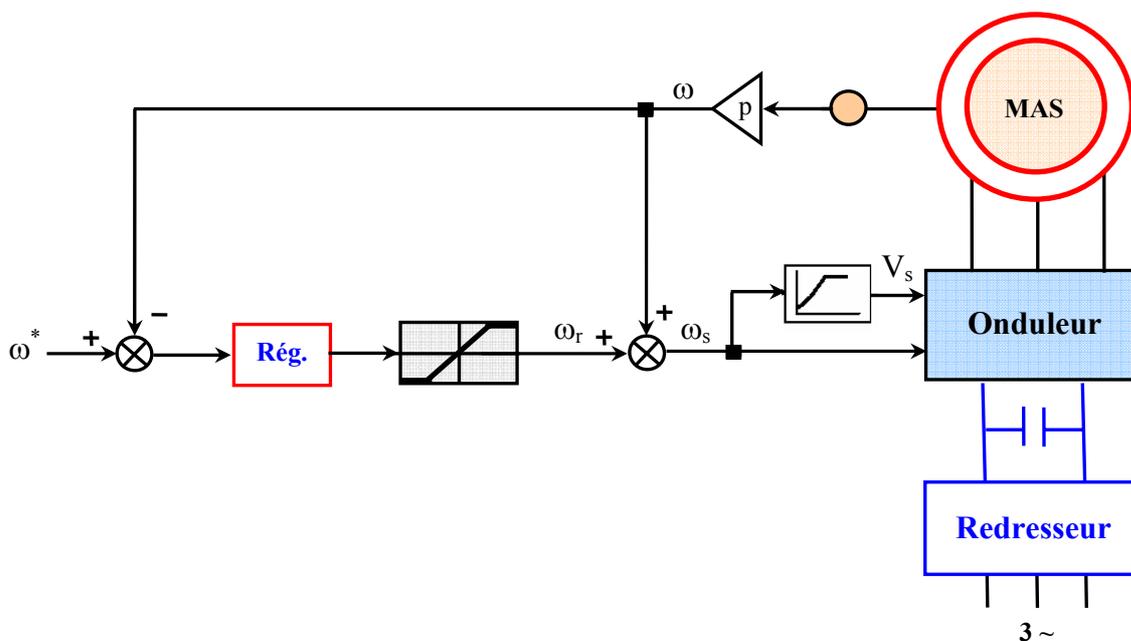


Fig. 4.2 Contrôle Scalaire d'une Machine à Induction

Si la machine est chargée, la vitesse a tendance à décroître, le régulateur va fournir plus de couple (donc plus de glissement) afin d'assurer cet équilibre. La pulsation statorique issue de l'autopilotage artificielle, est donc modifiée pour garder cet équilibre. La tension est calculée de manière à garantir le mode de contrôle en V/f de la machine [26].

Les figures (4.3-4.5) détaillent séparément l'évolution des grandeurs principales (vitesses, différentiel, courant de ligne) issue de la première structure de commande (voir chapitre trois). La Fig. 4.3 présente la réponse en vitesse associée à un coup de volant. Avant 4s, les deux moteurs sont magnétisés à leurs valeurs nominales.

Sur la même figure on note que le véhicule démarre par une accélération constante jusqu'à atteindre la vitesse de référence de 140 rad/s. A partir de l'instant $t = 7s$, le véhicule reçoit une consigne de volant Ω_{diff}^* pour lui permettre de tourner à gauche (virage à gauche). Cela se traduit par l'augmentation d'une vitesse d'un moteur par rapport à l'autre ($\Omega_{Réelle} > \Omega_{Virtuelle}$). À partir de l'instant $t = 16s$, le véhicule parvient à se maintenir tout droit, il en résulte une égalité des vitesses des deux moteurs ($\Omega_{Réelle} = \Omega_{Virtuelle}$). Par la suite pour une inversion de la consigne de volant à l'instant $t = 22s$, le véhicule tourne à droite (virage à droite) ce qui fait que ($\Omega_{Réelle} < \Omega_{Virtuelle}$). On remarque que la vitesse suit bien sa consigne de référence mais avec une certaine erreur de traînage, qui peut être réduite en exigeant une dynamique meilleure au détriment d'une augmentation des courants au transitoire.

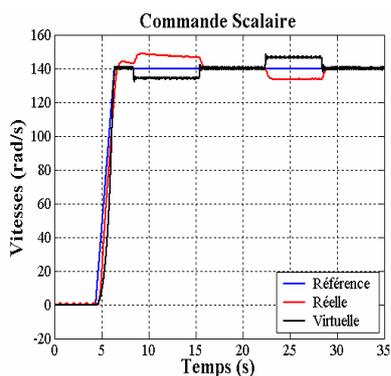


Fig. 4.3 Coup de Volant

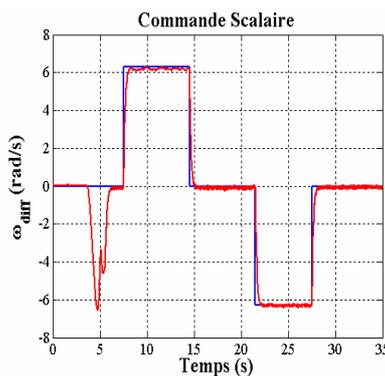


Fig. 4.4 Différentiel

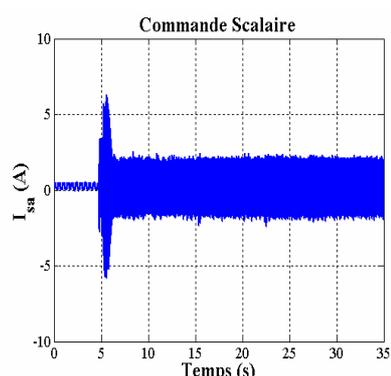


Fig. 4.5 Courant de Ligne

Sur la Fig. 4.4, représentant la réponse du système à la consigne de vitesse en échelon du différentiel Ω^* diff. La réponse à cette consigne est atteinte avec un premier dépassement à l'instant même du démarrage de l'accélération, ce qui est justifié par la différence entre les deux moteurs (Réal-Virtuel). Par la suite la vitesse est bien établie et avec une erreur insignifiante.

La Fig. 4.5, présente l'évolution du courant de ligne statorique I_{sa} .

Les Fig. 4.6-4.7 illustrent les réponses de la vitesse et du courant de ligne suite à l'application d'une perturbation de charge, exercée entre les instants $t = 17s$ et $27s$. On peut constater que la vitesse suit parfaitement sa référence Ω^* avec une légère diminution à l'instant de l'application de la charge. Cette perturbation est d'ailleurs vite rejetée, cela montre que le contrôle ainsi proposé réagit bien face aux variations de la charge.

Un autre essai représenté sur les Fig. 4.8-4.9 a été effectué pour une inversion du sens de rotation de vitesse. Toujours avec la même consigne de volant, c'est-à-dire une accélération constante suivie d'un virage à gauche jusqu'à l'instant $t = 7s$, le véhicule reçoit une consigne de volant Ω^* diff pour lui permettre d'effectuer un virage à gauche. Ensuite à partir de l'instant $t = 17s$, l'inversion de vitesse est effectuée.

La Fig. 4.9 illustre l'effet de l'inversion de la vitesse sur le courant de ligne statorique (limites autorisées).

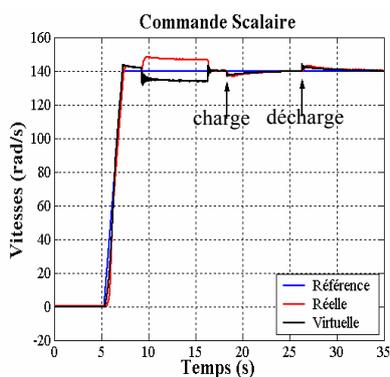


Fig. 4.6 Perturbation due à la Charge

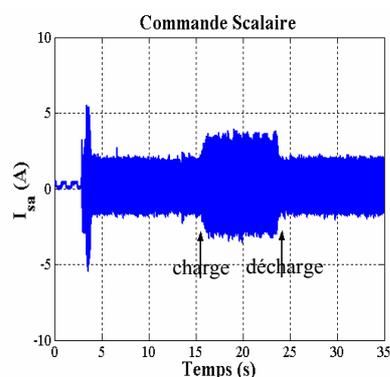


Fig. 4.7 Effet de la Charge sur le Courant

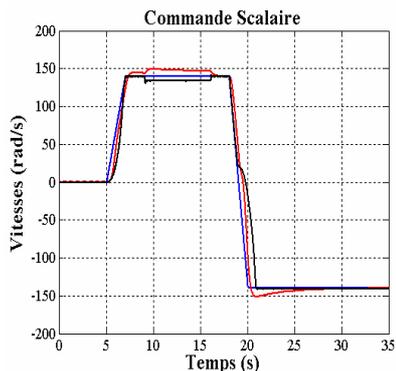


Fig. 4.8 Inversion de la Vitesse

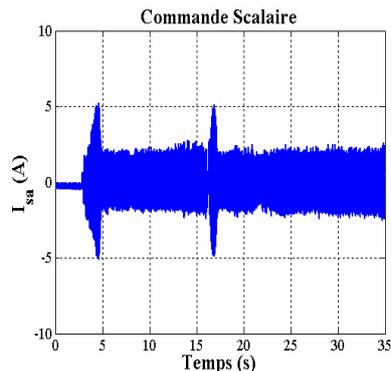


Fig. 4.9 Courant de Ligne

4.2.2 Commande Vectorielle

La deuxième étape pour cette mise en œuvre pratique pour la validation des structures de commandes proposées pour la propulsion du véhicule, consiste en l'implantation d'une commande vectorielle à flux orienté dans sa forme la plus simple (méthode indirecte).

Les différents essais ont été réalisés avec les mêmes profils de vitesse, afin d'être dans des conditions identiques que la commande scalaire.

Les figures (4.10-4.15) décrivent séparément l'évolution des grandeurs principales pour une commande vectorielle dont le flux rotorique est orienté (vitesses, différentiel, courant de ligne, composantes directe et en quadrature du flux, courant i_{sd} et le courant i_{sq}) alors que les deux machines fonctionnent à vide.

Enfin, le dernier essai (Fig. 4.21-25) consiste en l'inversion du sens de rotation de la vitesse de rotation, notons le maintien du découplage entre les composantes du flux et les composantes du courant.

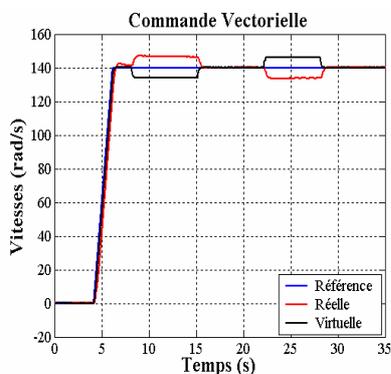


Fig. 4.10 Coup de Volant

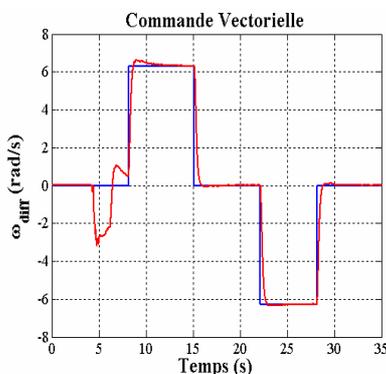


Fig. 4.11 Différentiel

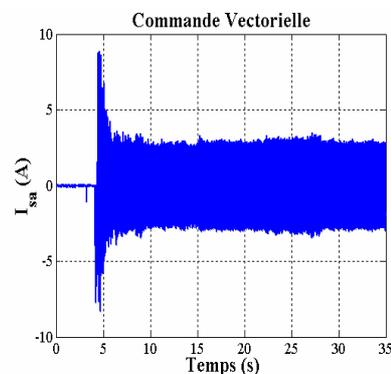


Fig. 4.12 Courant de Ligne

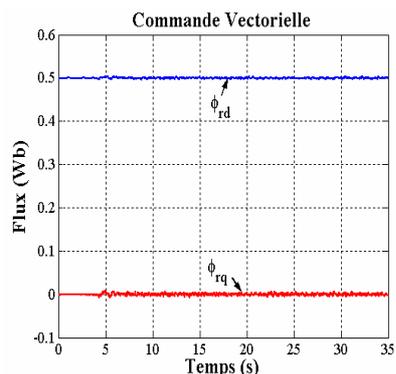


Fig. 4.13 Composantes du Flux

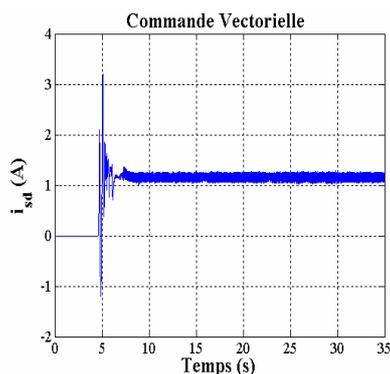


Fig. 4.14 Courant i_{sd}

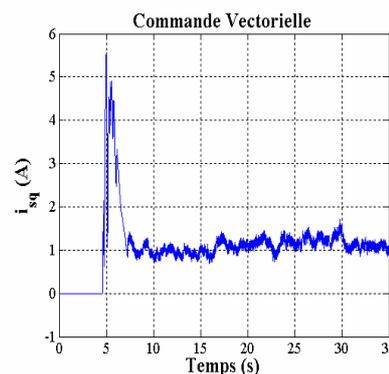


Fig. 4.15 Courant i_{sq}

Les différents résultats montrent bien l'apport de la commande vectorielle, étant donné que les réponses en vitesses sont obtenues sans dépassement et avec des erreurs nulles. On peut également constater l'efficacité du découplage entre les deux composantes du flux, ce qui permet de contrôler de façon indépendante le terme de flux et celui du courant pour imposer un couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu.

Les figures (4.16-4.20) illustrent l'évolution des grandeurs principales pour une perturbation d'un couple de charge appliqué comme précédemment.

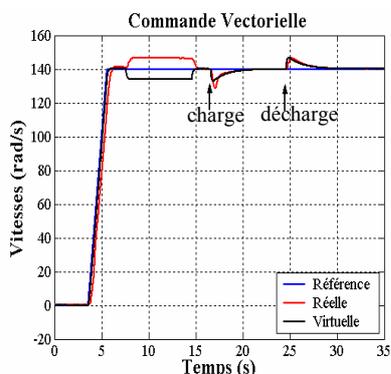


Fig. 4.16 Coup de Volant

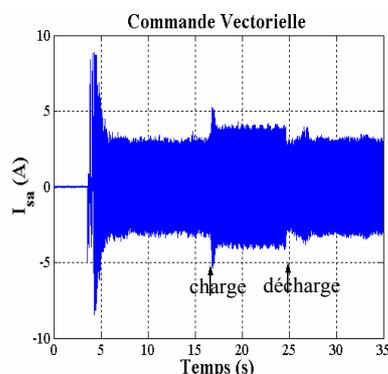


Fig. 4.17 Courant de Ligne

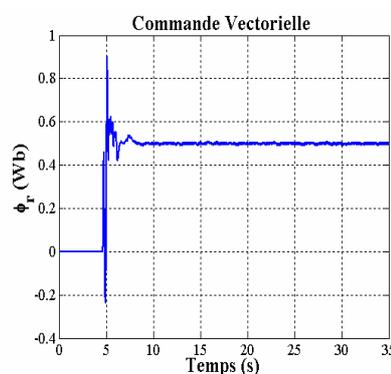


Fig. 4.18 Flux

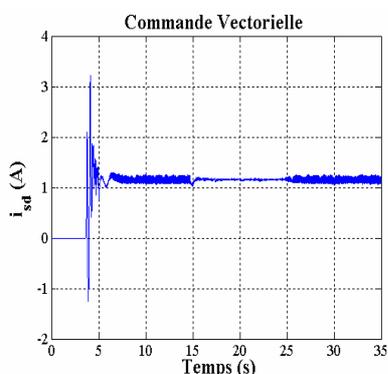


Fig. 4.19 Courant i_{sd}

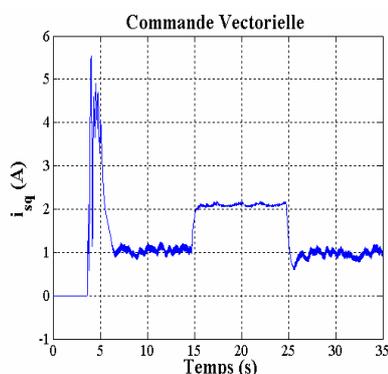


Fig. 4.20 Courant i_{sq}

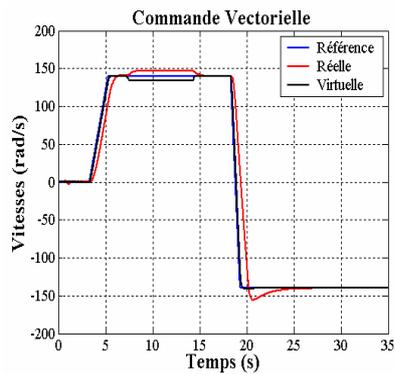


Fig. 4.21 Inversion de Vitesse

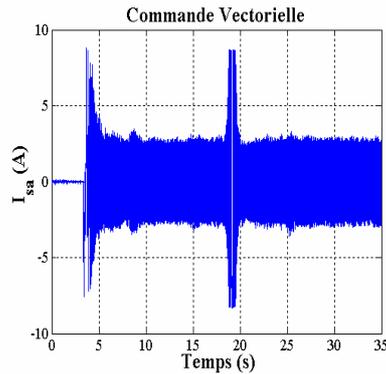


Fig. 4.22 Courant de Ligne

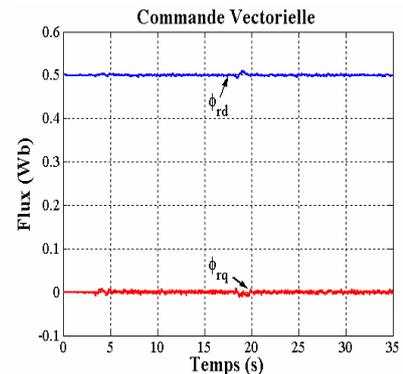


Fig. 4.23 Composantes du Flux

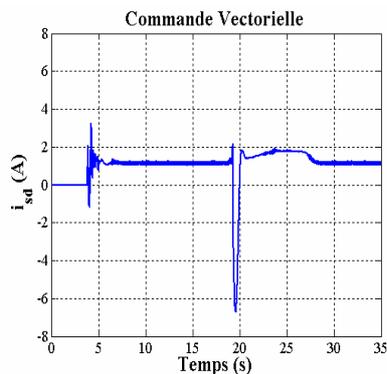


Fig. 4.24 Courant i_{sd}

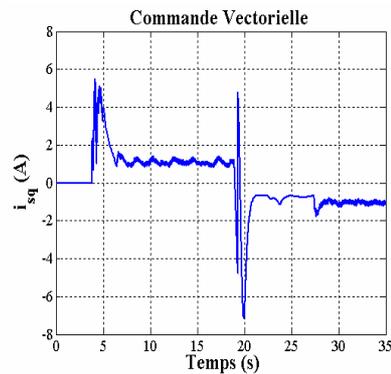


Fig. 4.25 Courant i_{sq}

4.3 Conclusion

Au travers de ce chapitre, le premier objectif consistait à décrire la plateforme expérimentale élaborée pour la validation du principe du différentiel électrique issu des structures de commandes proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique où il a été question de tester une structure bimoteur constituée par le moteur réel et son virtuel. Par cette idée, on a pu passer outre le problème de disposer de deux moteurs identiques et notamment d'attester la validité de l'identification paramétrique réalisée. Le deuxième objectif a été de montrer les performances des structures proposées à travers les schémas de commandes (scalaire et vectorielle) développés. Autrement dit, le système doit assurer un bon fonctionnement du processus même en présence des perturbations.

Comme il a été bien illustré par les différentes figures, les résultats expérimentaux ont été très satisfaisants montrant ainsi la pertinence de l'approche proposée où l'on s'est permis d'associer le réel au virtuel !

Pour parvenir à valider davantage les résultats obtenus, une simulation des structures de commande en terme de performances énergétiques et donc nécessaire, ce qui fera l'objet du dernier chapitre.

Chapitre Cinq

APPROCHE POUR L'AMELIORATION DES PERFORMANCES ENERGETIQUES DU SYSTEME DE PROPULSION

5. Introduction

Le rendement est un indice qui quantifie la performance de la conversion d'énergie dans une machine électrique. Il est défini par le rapport de la puissance utile à la puissance absorbée. Pour les véhicules électriques, la capacité limitée des batteries comme source d'énergie embarquée impose une optimisation de la chaîne de propulsion de façon à avoir les pertes les plus faibles [54]. Par conséquent, il est nécessaire de s'intéresser aux approches technologiques et algorithmiques permettant d'optimiser la consommation énergétique de la chaîne de propulsion. Il se trouve donc que l'amélioration des performances en terme d'énergie des moteurs de propulsion repose particulièrement sur le rendement dans la mesure où ce dernier joue un rôle important dans le bilan énergétique du véhicule. L'amélioration du rendement, de la machine asynchrone s'obtient en minimisant l'énergie consommée dans un intervalle de temps donné. Cette amélioration peut s'obtenir, à partir de la conception même de la machine et de l'alimentation, ou bien en sélectionnant de façon optimale la commande du moteur [55]. Les stratégies d'optimisation du rendement, pour les machines asynchrones faiblement chargées, reposent sur la réduction des pertes dans le cuivre et les pertes dans le fer de la machine en réalisant un certain équilibre entre-elles. Les algorithmes d'optimisation sont alors développés à partir des paramètres tels que le flux rotorique, le facteur de puissance, ...etc. [55-57].

Le présent chapitre, concernera l'optimisation énergétique. Autrement dit, l'amélioration du rendement s'effectue via un contrôleur conçu sur la base du maintien du facteur de puissance de la machine égale à sa valeur nominale notamment pour les fonctionnements à faibles charges.

5.1 Optimisation du Rendement par Imposition du Facteur de Puissance

Comme il vient d'être souligné, l'amélioration du rendement de la machine asynchrone s'obtient en minimisant l'énergie consommée dans un intervalle de temps donné. Sachant que les moteurs électriques constituent un poste consommateur d'électricité considérable (plus de 50% de l'énergie électrique). Le besoin de la rationalisation de cette énergie devient primordial, et cela par l'utilisation des technologies de moteurs associés à des stratégies de commande optimisant le rendement et permettant par la même occasion de réduire la facture d'électricité. Ce qui est d'autant plus louable pour le cas d'une énergie embarquée considérée, désormais, comme énergie finie !

La minimisation de l'énergie totale de la machine asynchrone inclut l'énergie dissipée (pertes par effet Joule dans les résistances, par hystérésis et courants de Foucault dans le noyau et par frottement mécanique) et l'énergie stockée (dans les inductances). Afin d'élaborer des stratégies de commande optimisant le rendement, diverses démarches sont alors possibles [58-64]. Par conséquent, l'optimisation du rendement de la machine est un des aspects les plus importants à considérer pour la commande, notamment dans les applications embarquées comme le véhicule électrique. Leur stratégie repose essentiellement sur la réduction des pertes dans le cuivre et dans le fer de la machine.

La meilleure exploitation d'une machine à induction c'est celle où l'on peut maintenir un certain équilibre entre puissance active, génératrice du couple, et la puissance réactive, productrice du flux. L'existence simultanée de ces deux puissances est vitale pour la machine, soit avoir naturellement un $\cos\phi < 1$. Cet équilibre pourra être relevé sur le diagramme circulaire lorsque le vecteur courant du stator est tangent au cercle (fig. 5.1), ce qui réalise cette optimalité *actif-réactif*, et qui au-delà, dans les sens croissant ou décroissant, il y aura dégradation du facteur de puissance (voir paramètres de la machine utilisée en annexe A). Par voie de conséquence, le réactif prend le dessus sur l'actif et systématiquement le rendement se dégradera car le transfert *actif* de la puissance est plus au moins '*bloqué*' par la présence en sur abondance du *réactif* !

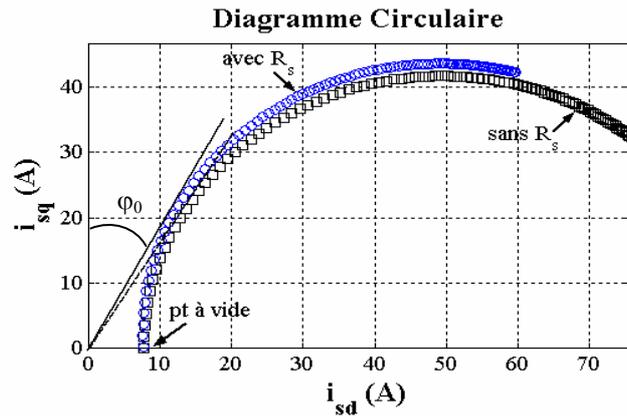


Fig. 5.1 Diagramme Circulaire Simplifié

La figure permet de voir que le fonctionnement de la machine à induction est bien caractérisé par un diagramme circulaire où l'on peut rassembler toutes les informations d'exploitation de la machine. Le cercle en question est donnée pour les deux cas où la résistance R_s est négligée ou pas, et que φ_0 constitue l'angle de charge externe donnant le facteur de puissance optimal. Ce diagramme est supposé simplifié car il y a omission des pertes dites constantes, c'est-à-dire comme si l'on a réalisé une translation des axes vers le haut où la puissance active des pertes constantes pourrait être supposée nulle et évidemment cela ne change en rien les développements théoriques qui seront présentés par la suite.

A cet équilibre *actif-réactif* (voir figure 5.2), on peut écrire ce qui suit :

$$k_0 = \tan(\varphi_0) = \frac{Q'}{P'} = \frac{Q}{P} = Cste \quad (5.1)$$

Soit, $Q = k_0 P$ où : $k_0 = \tan(\varphi_0)$

$$\text{avec, } Q = \text{Im} \left[\bar{v}_s \bar{i}_s^* \right] = v_{sd} i_{sq} - v_{sq} i_{sd} \quad (5.2)$$

$$\text{et, } P = \text{Re} \left[\bar{v}_s \bar{i}_s^* \right] = v_{sd} i_{sq} + v_{sq} i_{sd} \quad (5.3)$$

D'où de ces dernières relations on en aboutit à

$$i_{sd} = \frac{1 - k_\alpha k_0}{k_0 + k_\alpha} i_{sq} \quad (5.4)$$

où, $k_\alpha = \frac{v_{sq}}{v_{sd}} = \tan(\alpha)$

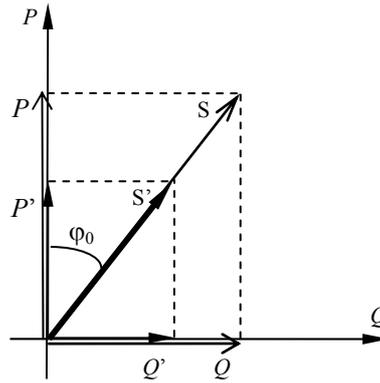


Fig. 5.2 Equilibre Actif-Réactif

Cet angle α , par analogie à la machine synchrone, peut être appelé angle de charge interne comme illustré sur la fig. 5.3. En effet, on conçoit que la roue polaire est fixée sur l'axe d et que le champ tournant du stator sur l'axe \bar{v}_s .

$$\text{Si l'on pose } K_{roef} = \frac{1 - k_\alpha k_0}{k_0 + k_\alpha} = f(\alpha; \varphi_0)$$

L'opération d'optimisation *actif-réactif* devient simplement :

$$i_{sd}^* = K_{roef} i_{sq}^* \quad (5.5)$$

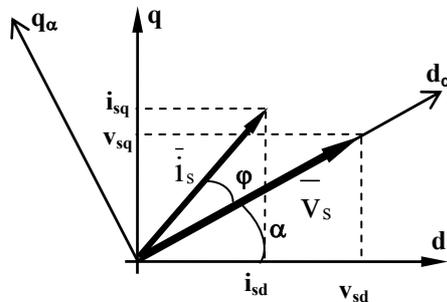


Fig. 5.3 Illustration de l'angle α

L'indice "ROEF" signifie *Robust Optimizer Efficiency Factor*. L'angle α est donné par la mesure des composantes tensions du stator, ce qui confère à ce facteur d'optimisation une robustesse accrue vis-à-vis des dérives paramétriques de la machine à induction !

L'étoile signifie référence dans une structure de commande vectorielle. Ce correcteur se place de la manière conventionnelle entre la composante de commande du couple i_{sq}^* et la composante contrôlant le flux i_{sd}^* , voir emplacement du ROEF ci-après dans la figure 5.4.

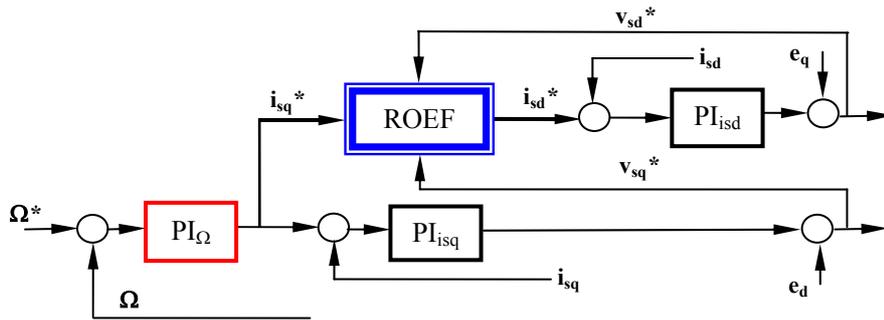


Fig. 5.4 Emplacement du *ROEF*

5.2 Conditions d'Exploitation de l'Optimiser ROEF

En négligeant R_s dans l'équation de tension du stator dans le référentiel du flux du rotor, on peut, après séparation des parties réelle et imaginaire de l'équation en régime permanent ($d/dt = 0$) obtenir

$$\tan(\alpha) = \frac{v_{sq}}{v_{sd}} \approx \frac{|\sigma^{-1}|}{x} \quad (5.6)$$

avec, $x = \frac{i_{sq}}{i_{sd}}$: facteur de charge.

C'est-à-dire plus la machine est chargée et plus il y a prédominance de l'importance du i_{sq} *actif* sur le i_{sd} *réactif* et plus l'angle α est faible et inversement comme indiqué sur la figure 5.5 par une hyperbole.

Le graphe de la figure 5.6 montre effectivement que plus la dominance de l'*actif* de la charge décroît et plus le *ROEF* décroît aussi, ce qui va dans le sens de réduire la puissance réactive donc le flux, la réduction des pertes fer et notamment la réduction de la puissance apparente c'est-à-dire les pertes joules et donc une amélioration sûre du rendement.

Evidemment, placé dans une commande comme indiqué précédemment sur la figure 5.4, cet 'optimiseur' de rendement, "*ROEF*", agit d'une manière automatique, et dont bien entendu son principal avantage est qu'il est indépendant de tous les paramètres de la machine, soit dépendant seulement de la mesure de la tension à l'entrée de la machine.

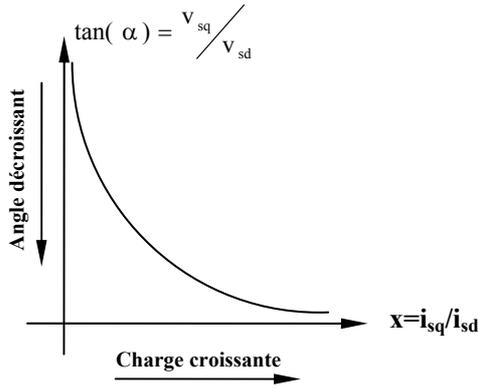


Fig. 5.5 Lien Charge Active-Angle

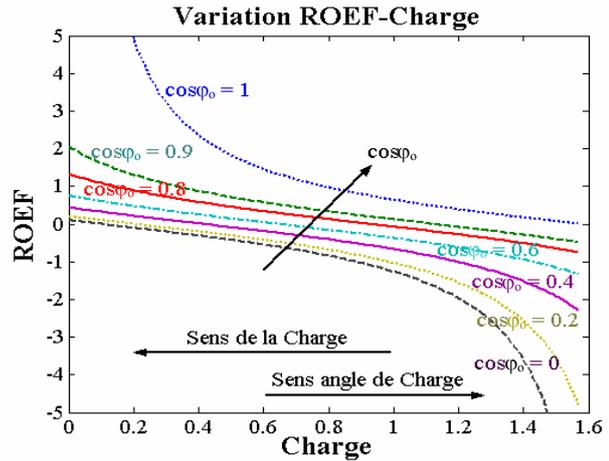


Fig. 5.6 Variation ROEF-Charge

5.3 Rendement dans l'Optimisation ROEF

On voit sur le cercle à flux nominal (Fig. 5.7) que si l'on veut réduire la charge active en passant du point A vers le point A', le facteur de puissance bouge vers la décroissance et c'est le réactif qui prend le pas sur l'actif et au détriment du rendement. En effet, en réduisant le flux, donc le diamètre du cercle (petit cercle), qui en cherchant l'optimum du facteur de puissance devient tangent au point A'' pour satisfaire la même charge active i_{sq1} , le courant du stator est réduit et le point de magnétisation à vide est aussi réduit, donc notamment la réduction des pertes.

On démontre par ce qui suit que le rendement est indépendant du rayon du cercle R et qu'il ne dépend que de l'angle de charge externe optimum φ_0 . Soit quelque soit le cercle, c'est-à-dire en flux dégradé, le rendement reste inchangé lorsque l'angle φ_0 de la charge externe est imposé à l'optimum. En effet, le glissement est donné par l'échelle des glissements rapportée sur l'axe du couple maximum $CA_{c_{max}}$ tel que

$$g = \frac{CA_g}{R} \cdot g_{max} \quad (5.7)$$

D'autre par, une analyse géométrique élémentaire donne

$$\tan(\beta) = \frac{CA_g}{A_\infty C} = \frac{AH}{A_\infty H} \Rightarrow CA_g = \frac{AH}{A_\infty H} A_\infty C = \frac{R \sin \varphi_0}{R(1 + \cos \varphi_0)} R$$

et donc

$$g = \frac{\sin \varphi_0}{1 + \cos \varphi_0} g_{max} \quad (5.8)$$

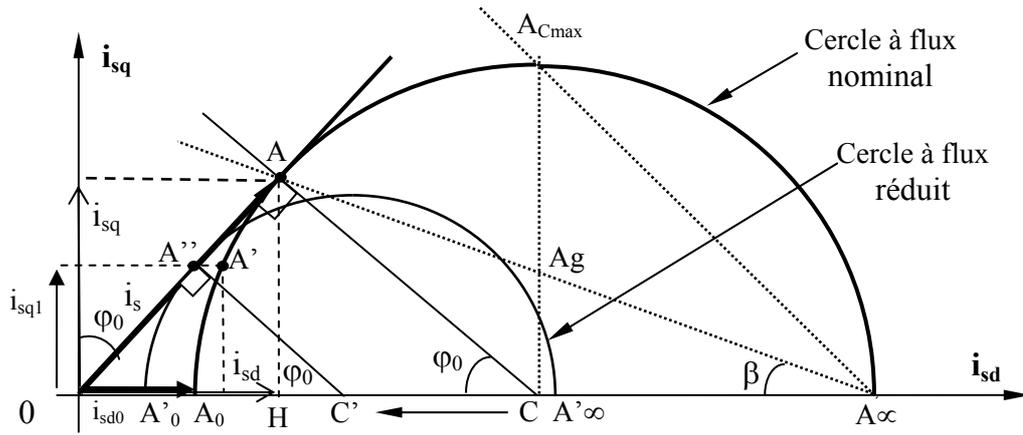


Fig. 5.7 Illustration du Principe d'Optimisation "REOF"

Où finalement le rendement dans un diagramme circulaire simplifié s'écrira comme

$$\eta = 1 - g = 1 - \frac{\sin\varphi_0}{1 + \cos\varphi_0} g_{\max} = f(\varphi_0, g_{\max}) \quad (5.9)$$

Le tracé de cette caractéristique rendement en fonction de l'angle de charge externe 'arcos', donné ci-après (Fig. 5.8), fait montrer que lorsqu'on se fixe sur un intervalle de facteurs de puissance optimums pris entre 0.95 et 0.75 et qui au pire des cas pour des glissements maximums jusqu'à 30%, le rendement réalisée sur la machine est entre 87,5% et 100% quelque soit, théoriquement, les charges !

Le rendement est indépendant du rayon du cercle c'est-à-dire de ses courants, faibles ou forts et donc quelque soit la machine utilisée car il est uniquement dépendant de deux paramètres à connaître, en l'occurrence : le facteur de puissance et le glissement maximal donnant la limite de décrochage de la machine.

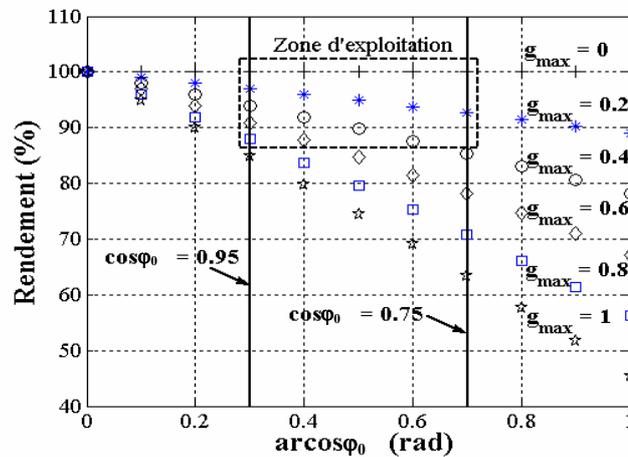


Fig. 5.8 Rendement- φ_0

5.4 Résultats de Simulation

Les figures 5.9 illustrent les performances énergétiques des structures de contrôle en terme de rendement. Il s'agit au fait, de montrer l'impact de la commande sur les performances énergétiques de l'ensemble machine-convertisseur en comparatif du modèle avec et sans le critère d'optimisation (commande optimisée) pour trois vitesses différentes $2\Omega_n$, Ω_n et $\Omega_n/2$ (l'indice n indique le nominal).

Ces figures montrent clairement l'apport de la commande optimisée pour l'amélioration du rendement notamment pour les faibles charges. En effet, on peut constater une amélioration du rendement aux faibles valeurs de charge par exemple, pour une charge de $1/C_n$ avec une vitesse nominale ($\Omega_{ref} = \Omega_n$) le rendement passe de 86.71 % à 93.81 %. Pour les grandes charges c'est la commande sans algorithme d'optimisation qui s'impose dans la mesure ou le critère d'optimisation est seulement efficace aux faibles charges.

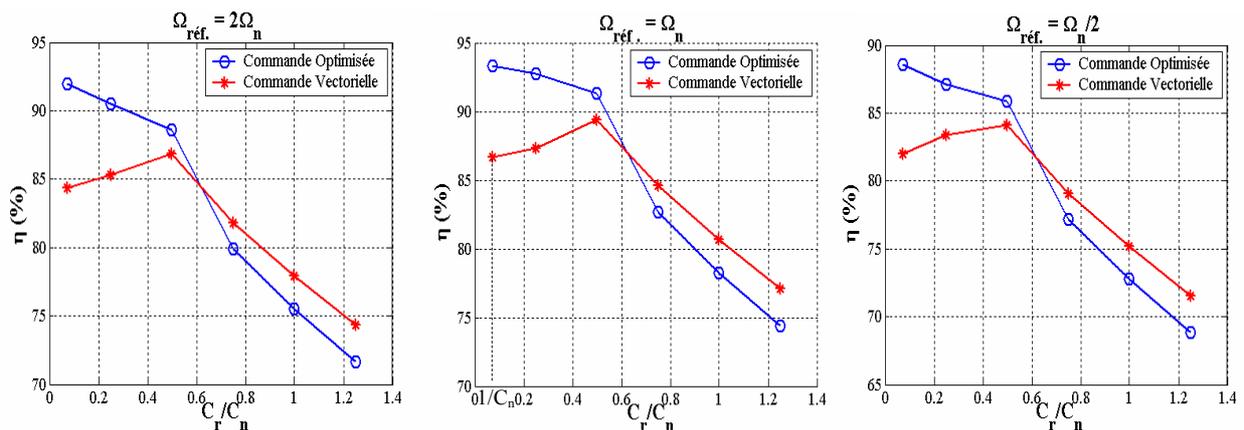


Fig. 5.9 $\eta = f(C_r/C_n)$

5.5 Conclusion

Le survol de ce chapitre montre bien la nécessité d'introduire le critère d'optimisation du rendement notamment aux faibles valeurs de charges. Ce qui permettra de garder un certain équilibre entre les pertes dans le cuivre et les pertes dans le fer, d'où une amélioration sûre du rendement. Dans ce sens, tout gain d'énergie de quelque pourcent qu'il soit devient significatif et va dans la direction de l'amélioration de l'autonomie du véhicule. Pour les charges importantes, c'est l'effet compensatoire de la commande vectorielle qui s'impose.

Le principal avantage du contrôleur proposé réside dans son indépendance des paramètres de la machine.

CONCLUSION GENERALE

1. Travail Accompli

Dans ce travail, notre objectif a été d'étudier l'optimisation par simulation et par validation expérimentale de deux structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique bimoteur asynchrone du point de vue organisationnel et énergétique visant à augmenter son autonomie. Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes appuyés sur la modélisation d'une motorisation asynchrone qui, après une étude bibliographique, nous a paru comme étant un bon compromis entre la performance et le coût.

Dans le contexte des problèmes de l'environnement et, plus particulièrement, ceux posés par la pollution dans les zones urbaines, un état de l'art sur les systèmes de propulsion électrique est présenté dans le premier chapitre. Ce dernier a souligné le rôle important joué par les transports dans l'aggravation de la pollution atmosphérique, et esquissé une description de certaines technologies émergentes tentant d'apporter des réponses à ce problème.

Le second chapitre constitue l'étape de modélisation vectorielle ainsi que le principe de la commande vectorielle à flux rotorique de la machine asynchrone avec la prise en compte des pertes fer. Elle nous a permis de montrer que le choix du modèle série permet d'avoir un modèle aisément contrôlable dans la mesure où le nombre d'équations n'est pas augmenté, offrant ainsi une structure de commande simplifiée tout en reflétant l'effet des pertes fer.

La machine étant pilotée par un convertisseur de fréquence, il est indispensable de prendre en compte les pertes du convertisseur. Nous avons donc, utilisé un modèle de pertes de l'onduleur via une résistance équivalente R_{ond} en série avec la résistance statorique R_s . Ainsi, un modèle intégrant les pertes fer de la machine et les pertes du convertisseur a pu être établi.

Afin d'avoir une bonne poursuite de vitesse et des performances dynamiques satisfaisantes mais aussi pour compenser rapidement l'effet des perturbations qui peuvent avoir lieu sur la chaîne de régulation. Le régulateur IP a été substitué par un régulateur PI calibré par la méthode de l'optimum symétrique "Rég.-OS" puis par un autre régulateur d'ordre fractionnaire "Rég.-OF". En effet, ces deux régulateurs sont appréciés pour leurs bonnes propriétés de robustesse pour une éventuelle variation des paramètres de la machine en comparatif avec celles du régulateur IP.

Nous nous sommes ensuite intéressés à présenter dans le troisième chapitre les deux structures de commande proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique bimoteur asynchrone. La simulation de ces structures, nous a permis de mettre en évidence le principe du différentiel électrique ainsi que l'efficacité du contrôle ainsi proposé, en particulier lorsque des régulateurs robustes d'ordre fractionnaire et ceux basés sur la méthode de l'optimum symétrique sont utilisés. Notamment, pour les dérives paramétriques (situation d'échauffement dans l'un des deux moteurs), application de couple de charge, disposant ainsi de propriétés de rejet de perturbations acceptables et les opérations à basses vitesses quand le VE est conduit pour assurer une trajectoire particulière avec des manœuvres spécifiées.

Dans le quatrième chapitre, une plateforme expérimentale à base du système dSPACE "DS1103" a été élaborée pour la validation du principe du différentiel électrique issu des structures de commandes proposées pour la propulsion d'un véhicule électrique où il a été question de tester une structure bimoteur asynchrone constituée par le moteur réel et son virtuel. Cette idée, a ainsi permis d'une part, de s'affranchir de la difficulté de disposer de deux moteurs identiques et d'autre part d'attester la validité de l'identification paramétrique

réalisée, et par la même occasion, de tester les performances des structures proposées à travers les schémas de commandes (scalaire et vectorielle) conçues.

Pour finir le cinquième chapitre, a été réservée à l'aspect performances énergétiques dans lequel l'amélioration du rendement s'effectue via un contrôleur conçu sur la base du maintien du facteur de puissance de la machine égale à sa valeur nominale notamment pour les fonctionnements à faibles charges. Les résultats de simulation ont montré clairement la nécessité d'introduire le contrôleur d'optimisation du rendement, ce qui se traduit bien par un gain non négligeable en faveur de ce dernier en comparatif avec une commande vectorielle classique. En plus, le principal avantage de la technique proposée réside dans son indépendance des paramètres de la machine.

2. Suggestions & Perspectives

Enfin, il faut signaler que plusieurs points restent perfectibles quant au modèle des structures de commande pour véhicule électrique. Ainsi, nous proposons la continuité de ce travail par :

- ◇ Un modèle dynamique assez précis des structures de commande incluant les différentes forces appliquées au véhicule (force de résistance aérodynamique, force de réaction du sol sur les quatre roues, etc.) est nécessaire pour avoir plus de précision sur les résultats (cycle réel).*
- ◇ Modélisation de la source d'énergie (batterie) afin de compléter tous les éléments constituant la chaîne de propulsion.*
- ◇ Validation expérimentale des deux structures de commande intégrant des régulateurs de vitesse calibrés par la méthode de l'optimum symétrique et d'ordre fractionnaire, ce qui permettra par des essais de valider davantage nos résultats et de vérifier la conformité des résultats obtenus par simulation.*
- ◇ En ce qui concerne le moteur asynchrone, il serait aussi intéressant d'essayer de simuler le fonctionnement du véhicule par l'utilisation d'autres types de moteurs avec différents nombres de paires de pôles, ayant différents types de rotors et les comparer.*

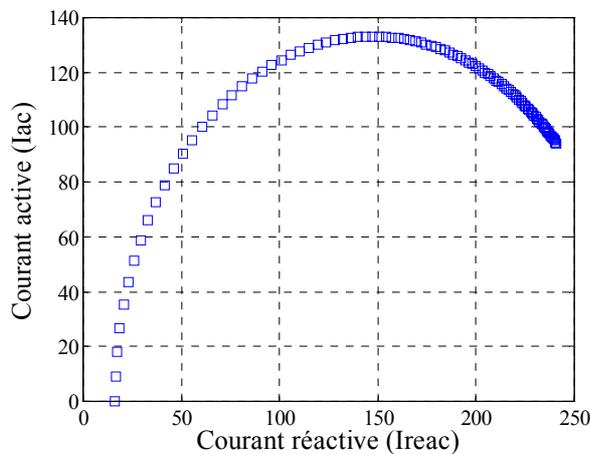
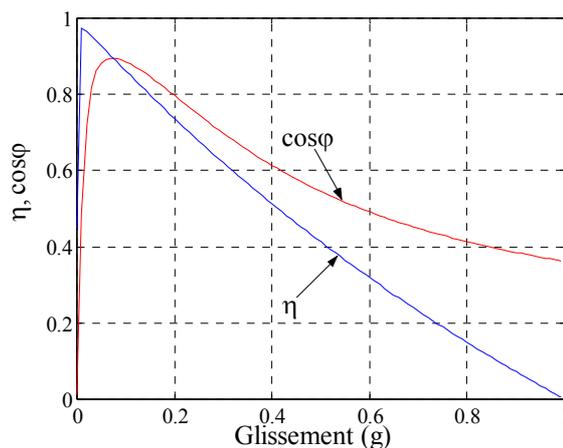
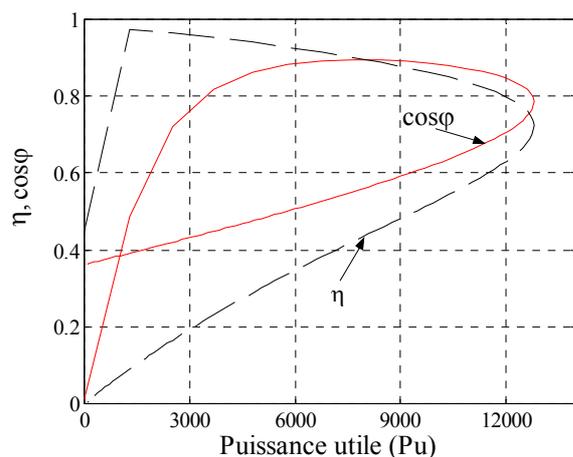
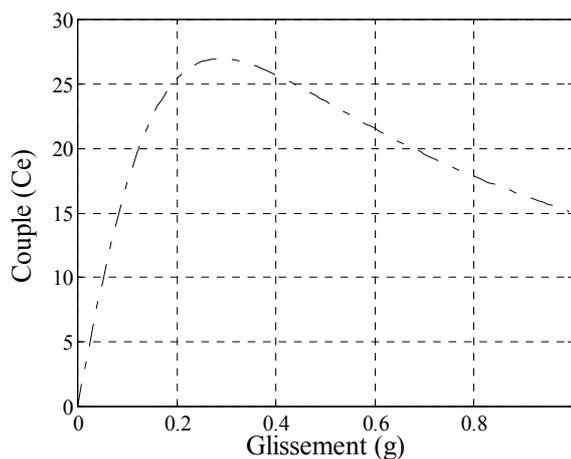
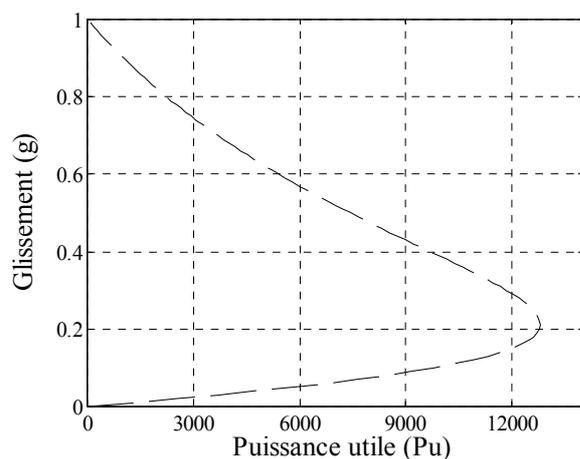
Annexe A

A.1 Paramètres & Caractéristiques de la Machine

$P_n = 8 \text{ kW}$ $f_s = 100 \text{ Hz}$ 48 V $p = 1$ $\Omega_n = 5518 \text{ tr/mn}$ $\Omega_s = 6000 \text{ tr/mn}$ $\eta_n = 0.89$

$R_s = 0.02 \Omega$ $R_r = 0.05 \Omega$ $L_s = 4.668 \cdot 10^{-3} \text{ H}$ $M = 4.529 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

$f = 0.001 \text{ SI}$ $J = 0.04 \text{ SI}$ $C_d = 15 \text{ Nm}$ $C_n = 13.75 \text{ Nm}$ $C_{\max} = 26 \text{ Nm}$ $g_n = 7.47 \%$.



A.2 Paramètres & Constantes du Convertisseur [32]

32 kVA $V_{0T} = 0.9707$ $V_{0D} = 0.7114$ $R_{0T} = 0.0228$ $R_{0D} = 0.0125$ $K_{sw} = 3.5883 \cdot 10^{-4}$

Annexe B

Paramètres et caractéristiques de la machine utilisée pour la validation expérimentale

Puissance nominale : $P_n = 0.9 \text{ kW}$

Tension nominale : $220/380 \text{ V}$

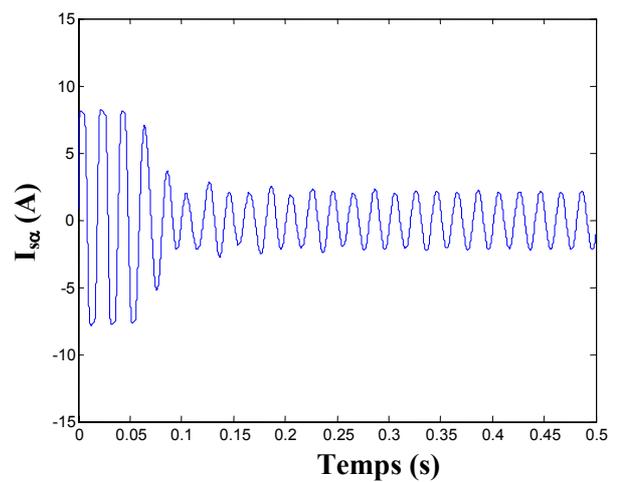
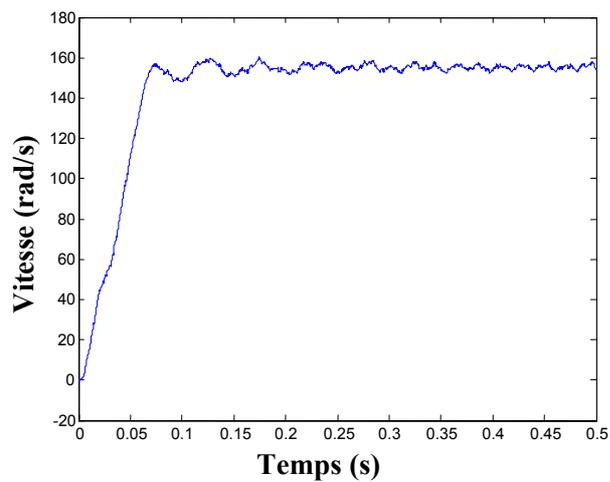
Courant nominal : 2.7 A

$\cos\varphi$: 0.84

Vitesse nominale : 1400 tr/mn

$R_s = 12.75 \Omega$ $R_r = 5.1498 \Omega$ $L_s = 0.4991 \text{ H}$ $L_r = 0.4331 \text{ H}$ $f_s = 50 \text{ Hz}$ $p = 2$

$M = 0.4331 \text{ H}$ $f = 0.001 \text{ SI}$ $J = 0.0035 \text{ SI}$.



BIBLIOGRAPHIE

- [1] S. TCHUNG-MING, S. VINOT, "Les Energies pour le Transport : Avantages & Inconvénients", Edition Panorama Centre de Recherche IFP, France, décembre 2008.
- [2] S. VINOT, P. COUSSY, "Les Emissions de Gaz à Effet de Serre des Transports", Edition Panorama Centre de Recherche IFP, France, novembre 2008.
- [3] F. BADIN, "L'électrification du Transport Routier", Edition Agence Internationale de l'Energie & le Centre de Recherche IFP, France, janvier 2009.
- [4] G. PLOUCHART, "La Consommation d'Energie dans le Secteur du Transport", Edition Agence Internationale de l'Energie & le Centre de Recherche IFP, France, 2005.
- [5] C.C. CHAN, "An Overview of Electric Vehicle Technology", Proceedings of the IEEE, Vol. 81, N° 9, pp. 1201-1213, September 1993.
- [6] C.C. CHAN, "The State of the Art of Electric and Hybrid Vehicles", Proceedings of the IEEE, Vol. 90, N° 2, pp. 247-275, February 2002.
- [7] C. CABAL, C. GATIGNOL, "La Définition & les Implications du Concept de Voiture Propre", Rapport Office Parlementaire d'Evaluation des Choix Scientifiques et Technologiques, Sénat session ordinaire N°125, pp. 01-379, France, 14 décembre 2005.
- [8] C.C. CHAN, "The State of the Art of Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles", Proceedings of the IEEE, Invited paper, Vol. 95, N° 4, pp. 704-718, April 2007.
- [9] R. MOSDALE, "Transport Electrique Routier-Batteries pour Véhicules Electriques", Techniques de l'Ingénieur, Traité Génie Electrique, D5665, 02/2003.
- [10] P. BASTIANI, "Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur-Machine Alternative : Application à la Traction Electrique", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, INSA Lyon, février 2001.
- [11] B. MULTON, "Motorisation des Véhicules Electriques", Techniques de l'Ingénieur, Traité Electronique, E3996, 02/2001.
- [12] F. FRERY, "Un Cas d'Amnésie Stratégique : l'Eternelle Emergence de la Voiture Electrique", IX^{ème} Conférence Internationale de Management Stratégique, Montpellier France, 24-25 mai, 2000.
- [13] O.S.E, "Les Propulsions Electriques", Ingénierie & Gestion de l'Energie, Document OSE : Optimisation des Systèmes Energétiques, 2000-2001.
- [14] ANFA, "Le Véhicule Electrique", Edition Dossier Technique de l'ANFA : Association National pour la Formation Automobile, 1997.
- [15] F. DELFOSSE, "Détermination de l'Etat de Charge des Batteries d'un Véhicule Electrique", Thèse d'Ingénieur, Faculté des Sciences Appliquées, Université de Liège, mai 1998.

- [16] Y. P. YANG, C. P. LO, "Current Distribution Control of Dual Directly Driven Wheel Motors for Electric Vehicles", *Control Engineering Practice Journal*, pp. 1285-1292, 2008.
- [17] J. J. BEZIAN, "Systèmes de Piles à Combustible pour la cogénération : Etat de l'Art", Rapport Centre d'Energétique de l'Ecole des Mines de Paris, 31 octobre 1998.
- [18] AVERE, "Le moteur...", Outils et Solutions de Mobilité Urbaine Individuelle et Electrique, Document AVERE : Association Véhicule Electrique Routier Européen, Source Internet : www.aver.org, 11 septembre 2000.
- [19] G. NANDA, N. C. KAR, "A Survey and Comparaison of Characteristics of Motor Drives used in Electric Vehicles", *Electrical and Computer Engineering Canadian Conference*, pp. 811-914, May 2006.
- [20] Z. Q. ZHU, D. HOWE, "Electrical Machines and Drives for Electric, Hybrid and Fuel Cell Vehicles", *Proceeding of the IEEE*, Vol. 95, N°4, pp. 746-763, April 2007.
- [21] R. I. HODKINSON, "Brushless DC Motors for Electric and Hybrid Vehicles" IEE Colloquium on Machines and Drives for Electric and Hybrid Vehicles Digest N° 152, pp. 1-4, 1996.
- [22] A. BABA, "Optimisation du Flux dans la Machine à Induction par une Commande Vectorielle : Minimisation des Pertes", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Université Pierre & Marie Curie, Paris VI, 7 janvier 1997.
- [23] R. TRIGUI, "Motorisation Asynchrone pour Véhicule Electrique", Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Lorraine, Nancy, Paris, 1997.
- [24] Z. QIANFAN, C. SHUMEI, T. XINJIA, "Hybrid Switched Reluctance Motor Applied in Electric Vehicles", *Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC'07*, pp. 359-363, 9-12 September, 2007.
- [25] S. KHELFA, "Commande Vectorielle d'une Machine à Induction, Impacts de la Saturation de la Machine et la Modélisation du Convertisseur", Thèse de Magister, (encadrée par : Med. Saïd Naït-Saïd), Université de Batna, juillet 2001.
- [26] L. BAGHLI, "Modélisation & Commande de la Machine Asynchrone", Notes de cours, IUFM de Lorraine-Université Henri Poincaré, Nancy 1, paris, 2002/2003.
- [27] C. CANUDAS de WIT, "Modélisation Contrôle Vectoriel & DTC", *Commande des Moteurs Asynchrones-Volume 1*, de la série Systèmes Automatisés, Editions Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [28] Med. Saïd Naït-Saïd et N. Naït-Saïd, "Modélisation Vectorielle d'une Machine à Courant Alternatif Triphasée & Symétrique", Polycopié agréé par le CS pour édition, Université de Batna 2004.
- [29] J. JINHWAN, N. KWANGHEE, "A Vector Control Scheme for Electric Vehicle Induction Motors with a Series Iron Loss Model", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 48, N° 4, pp. 617-624, August 1998.

- [30] F. XU XIAO, F. LU GUO, T. HAO RONG, "A Rotor Field Oriented Vector Control System for Electric Traction Application", Proceedings of the IEEE, International Symposium On Industrial Electronics ISIE'2000, Vol. 1, pp. 294-299, 4-8 December, Cholula, Puebla, Mexico, 2000.
- [31] S. LIM, K. NAM, "Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motors", IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, N° 4, pp. 385-397, July 2004.
- [32] F. ABRAHAMSEN, "Energy Optimal Control of Induction Motor Drives", PhD Thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, February 2000.
- [33] C. RIVAS, A. RUFER, "Comparaison des Pertes des Convertisseurs pour Systèmes de Production d'Énergie Électrique à Partir d'une Pile à Combustible", 8^{ème} Colloque Electronique de Puissance de Future, EPE 2000, 29 novembre-1 décembre, Lille, France, 2000.
- [34] N. SOUALHI, "Optimisation du Rendement d'un Ensemble Convertisseur-Machine à Induction", Thèse de Magister, (encadrée par : N. Naït-Saïd et Med. Saïd Naït-Saïd), Université de Batna, octobre 2004.
- [35] J.P. CARON, J.P. HAUTIER, "Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone", Editions Technip, Paris, 1995.
- [36] A. A. VODA, I. D. LADAU, "A Method for Auto-calibration of PID Controllers", Automatic Elsevier Science Ltd, Vol. 31, N° 1, pp. 41-53, 1995.
- [37] W. LEONARD, "Control of Electrical Drive", Edition Springer, Second Edition, 1997.
- [38] M. S. NAÏT-SAÏD, "Détermination d'un PI par la Méthode de l'Optimum Symétrique", Polycopié édité, Module Commande des Machines Électriques, Magister Electrotechnique, Université de Oum El Bouaghi, Février 2005.
- [39] A. OUSTALOUP, "Systèmes Asservis Linéaires d'Ordre Fractionnaire Théorie & Pratique", Préface de Ph. COIFFET, Edition MASSON, Paris, 1983.
- [40] I. PODLUBNY, "Fractional-Order Systems and PID Controllers", IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 44, N° 1, pp. 208-214, January 1999.
- [41] Q. S. Zeng, G.Y. CAO, X. J. ZHU, "The Effect of the Fractional-order Controller's orders Variation on the Fractional-order Control systems", IEEE proceedings, International Conference on Machine Learning and Cybernetics, vol. N°1, pp. 367-372, 4-5 Nov, 2002.
- [42] E. LEVI, "Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 31, N° 6, pp. 1287-1296, December 1995.
- [43] C. CABAL, C. GATIGNOL, "La Définition et les Implications du Concept de Voiture Propre", Rapport Office Parlementaire d'Évaluation des Choix Scientifiques et Technologiques, Sénat session ordinaire N°125, pp. 01-379, France, 14 décembre 2005.
- [44] R. BAUTZ, "Voiture & Cité de Demain", Document de l'Association Suisse des Véhicules Routiers Électriques et Efficacités, Communiqués de Presse, 27/04/2002.

- [45] P. PICHLER, P. EBNER, "Demand-based Induction Motor Design for Diverging Electrical Vehicle Applications Powered by Battery", 18th International Electric Vehicle Symposium, EVS 2001, Berlin, Germany 2001.
- [46] J. HOLTZ, "State of the Art of Controlled AC Drives without Speed Sensor", International Journal of Electronics, Vol. 80, N° 2, pp. 249-263, 1996.
- [47] J. HOLTZ, "Sensorless Control of Induction Motor Drives", Proceeding of the IEEE, Vol. 90, N° 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.
- [48] A. CODEIRO, D. FOITO, M. GUERREIRO, "Sensorless Speed Control System for an Electric Vehicle without Mechanical Differential Gear", IEEE Melecom, Benamadena (Malga), Spain, pp. 1174-1177, May 16-19, 2005.
- [49] J. HOLTZ, "Sensorless Control of Induction Machines-with or without Signal Injection", IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol. 53, N° 1, pp. 7-30, February 2006.
- [50] S. CHAOUCH, "Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse", Thèse de Doctorat, Université de Batna, Décembre 2005.
- [51] M. S. NAÏT-SAÏD, "Observateurs Adaptatifs (Flux/Vitesse) pour Machine à Induction", Polycopié Module Commande sans capteur & Diagnostic, Magister Electricité Industrielle, Université de Batna, Novembre 2007.
- [52] N. NAÏT-SAÏD, M. S. NAÏT-SAÏD, "Problématique des Commandes sans Capteurs : Sensibilité & Observabilité des Méthodes Modèle", Extrait du Polycopié agréé pour édition, Université de Batna, Nov. 2008.
- [53] H. KUBOTA, K. MATSUSE, "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, N° 5, pp. 1219-1224, September/October, 1994.
- [54] R. TRIGUI, "Motorisation Asynchrone pour Véhicules Electriques: Modélisation, Optimisation et Evaluation", Thèse de Doctorat à l'institut National Polytechnique de Lorraine, 26 juin 1997.
- [55] C. CANUDAS de WIT, "Optimisation Discrétisation & Observateurs", Commande des Moteurs Asynchrones-Volume 2, de la série Systèmes Automatisés, Editions Hermès Science Publications, Paris, 2000.
- [56] M. S. Naït-Saïd, "Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone a Cage d'Ecureuil : -Robustesse Contre les Dérives Paramétriques, -Amélioration des Performances Energétiques", Thèse de Doctorat d'Etat en Electrotechnique, Université de Batna, juillet 1999.
- [57] E.F. CHIEH, Y.S. MING, "On-line Tuning of an Efficiency-Optimized Vector Controlled Induction Motor Drive", Tamkang Journal of Science and Engineering, Vol. 6, N° 2, pp. 103-110, Taiwan, 2003.
- [58] M. TA-CAO, Y. HORI, "Convergence Improvement of Efficiency-Optimization Control of Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 6, pp. 1746-1753 November-December 2001.

- [59] S. LIM, K. NAM, "Loss-Minimizing Control Scheme for Induction Motors", IEE Proceedings Electric Power Applications, Vol. 151, N° 4, pp. 385-397, July 2004.
- [60] F. ABRAHAMSEN, F. BIAABJERG, K. PEDERSEN, P.B. THOEGERSEN, "Efficiency Optimized Control of Medium-Size Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 6, pp. 1761-1767, November/December 2001.
- [61] D. KIRSCHEN, D. NVOTNY, T. LIPO, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", IEEE Transaction Energy on Conservation, Vol. EC-2, N° 1, pp. 70-76, March 1987.
- [62] C. SHUMA, L. CHEN, S. LIWEI, "Study on Efficiency Calculation Model of Induction Motors for Electric Vehicles", IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, China 2008.
- [63] M. TA-CAO and Y. HORI, "Convergence Improvement of Efficiency-Optimization Control of Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 6, pp. 1746-1753 November-December 2001.
- [64] F. ABRAHAMSEN, F. BIAABJERG, K. PEDERSEN, P.B. THOEGERSEN, "Efficiency Optimized Control of Medium-Size Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, N° 6, pp. 1761-1767, November/December 2001.