الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

جامعة وهران للعلوم و التكنولوجيا محمد بوضياف

THÈSE

En vue de l'obtention du

Diplôme de Doctorat en Sciences

Présenté par : TAIBI Ahmed

Intitulé

Contribution à l'étude d'une structure de commande d'une chaîne de traction pour un véhicule électrique

Faculté ***: Electrotechnique***

Département ***: Electrotechnique***

Spécialité ***: Electrotechnique***

Option ***: Commande industrielle des entrainements électriques et diagnostique***

Devant le Jury Composé de :

Membres de Jury	*Grade*	*Qualité*	*Domiciliation*
BELARBI Ahmed Wahid	Prof.	***Président***	***USTO-MB—Oran***
HARTANI Kada	Prof.	***Encadrant***	***UTMS—Saida***
ALLALI Ahmed	Prof.	***Co-Encadrant***	***USTO-MB—Oran***
BACHIR Ghalem	Prof.		***USTO-MB—Oran***
BOUMEDIENE Larbi	Prof.	***Examinateurs***	***UTMS—Saida***
SEKOUR M'hamed	MCA		***UTMS—Saida***

Année Universitaire : 2019-2020

Remerciement

Je remercie très chaleureusement mon directeur de thèse, Mr. HARTANI Kada, Professeur à l'Université Tahar Moulay Saida, pour avoir dirigé mes travaux et m'avoir fait découvrir le monde de la recherche. Merci pour vos échanges scientifiques, vos conseils et votre rigueur. Merci pour votre soutien scientifique et humain. Je voudrais aussi vous remercier d'avoir cru en mes capacités et de m'avoir fourni d'excellentes conditions me permettant d'aboutir à la production de cette thèse.

Je remercie sincèrement Mr. ALLALI Ahmed, Professeur à l'université U. S. T. O. Oran, pour avoir accepté de co-diriger ce travail, son soutient et son aide précieuse.

Mon respect à Mr. BELARBI Ahmed Wahid, Professeur à l'université U. S. T. O. Oran pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.

Je remercie également messieurs Mr. BACHIR Ghalem, Professeur à l'université U. S. T. O. Oran, Mr. BOUMEDIENE Larbi, Professeur à l'université Tahar Moulay Saida, Mr. SEKOUR M'hamed, Maître de conférences à l'université Tahar Moulay Saida. Oran pour l'intérêt qu'ils ont manifesté envers cette thèse en acceptant d'en être les examinateurs de ce travail de thèse.

Je remercie aussi ma famille et tout particulièrement ma femme pour sont soutient inconditionnelle au long de cette thèse.

Table des matières

Résumé 1
Liste des symboles 3
Liste des figures 7
Liste des tableaux 8
Introduction générale 9

Chapitre 1 Présentation et étude du fonctionnement d'une chaîne de traction électrique à propulsion synchrone

1.1 Introduction 12
1.2 Présentation de la chaîne de traction électrique 13
1.2.1 Description et principe de fonctionnement 13
1.2.2 Eléments de la chaîne de traction 14
1.2.2.1 La motorisation 14
1.2.2.2 La source d'énergie et le chargeur de batterie 16
1.2.2.3 Le convertisseur d'énergie 18
1.2.2.4 Le contrôleur 19
1.2.2.5 La transmission mécanique 20
1.2.2.6 Les auxiliaires de refroidissement 20
1.3 Avantages et inconvénients des VEB 20
1.4 Modélisation des éléments de la chaîne de traction 21
1.4.1 Modélisation du moteur électrique 21
1.4.1.1 Problématique de la modélisation 23
1.4.1.2 Modèle de Park de la MSAP 25
1.4.1.3 Modèle de Concordia de la MSAP 26
1.4.2 Modélisation de la source d'énergie 27
1.4.3 Modélisation du convertisseur d'énergie électrique 27
1.4.4 Commande du moteur électrique 29
1.4.5 Modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction 29
1.5 Conclusion 32

Chapitre 2 Commande directe de couple appliquée à la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone

2.1 Introduction 34
2.2 Présentation et modélisation de l'onduleur de traction 35
2.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux 35
2.2.2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux 35
2.2.3 Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux 38

2.3 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal 41

2.4 Principe de la commande directe du couple 46
2.4.1 Contrôle du flux statorique de la machine 46
2.4.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine 48
2.4.3 Estimation du flux statorique 48
2.4.4 Comparateurs à hystérésis 49
2.4.5 Table de sélection du vecteur tension 50
2.4.6 Réglage de la vitesse 51
2.5 Résultats de simulation 52
2.5.1 1er essai de simulation 52
2.5.2 2ème essai de simulation 54
2.5.3 3ème essai de simulation 56
2.6 Conclusion 57

Chapitre 3 Commande DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction à propulsion synchrone

3.1 Introduction 59
3.2 Structure de commande « maître-esclave » classique 60
3.2.1 Principe de la commande « maître-esclave » basée sur la DTC 61
3.3 Structure de commande « maître-esclave » alternative 62
3.3.1 Principe du choix de la machine maître 63
3.5 Commande « maître-esclave » proposée pour un système bi-machine mono-onduleur 64
3.5.1 Principe de la méthode 64
3.5.2 Technique de commande proposée 65
3.5.2.1 Boucle de commande du couple électromagnétique 65
3.5.2.2 Boucle de commande du flux statorique 66
3.6 Résultats de simulation de la commande maître-esclave basée sur DTC 68
3.7 Conclusion 72

Chapitre 4 Etude du comportement du système de traction d'un véhicule électrique à quatre roues motrices

4.1 Introduction 73
4.2 Structure du véhicule électrique étudié 74
4.2.1 Système étudié 74
4.2.2 REM du système de traction 75
4.3 Modèle dynamique du véhicule dans son environnement 77
4.4 Résultats de simulation 81
4.5 Conclusion 83

Conclusion générale 84
Annexe 86
Bibliographie 87

Résumé

Le travail présenté dans cette thèse apporte une contribution au développement d'une structure de commande dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Le système de traction étudié appartient aux systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM). L'une des thématiques intéressantes dans le cadre de ces SMM, concerne la réduction des couts, de fabrication et de maintenance. Cependant, dans la traction électrique où les systèmes de traction sont propoulsés par plusieurs moteurs électriques, il est nécessaire d'optimiser les volumes des dispositifs et des composants embarqués. Ainsi, une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul onduleur de tension triphasé qui alimente simultanément plusieurs moteurs. Dans ce travail, on cherche à imposer un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une solution multimoteur des architectures de motorisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Un moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui permet un entraînement indépendant à quatre roues. Le choix du moteur de traction s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). L'application faisant l'objet de ce travail de thèse : l'alimentation de quatre machines électriques par deux onduleurs triphasés NPC à 3 trois niveaux, et entrainant quatre roues motrices qui contribuent à l'avancement d'un véhicule électrique routier à traction intégrale. L'objectif de cette structure de puissance est de reproduire le comportement d'un système différentiel électrique dans le but d'améliorer la stabilité latérale et la sécurité du véhicule électrique lors des situations critiques dans les virages. Des simulations numériques effectuées représentent différentes situations de conduite, et les tests effectués affirment la robustesse de la structure de commande développée pour la chaîne de traction électrique.

Mots clés: Véhicule électrique, chaîne de traction électrique, roués-motrices, systèmes multimachines multiconvertisseur, onduleur NPC à trios niveaux, moteur synchrone à aimants permanents.

ملخص

يساهم العمل المقدم في هذه الأطروحة في تطوير بنية التحكم في سلسلة الجر للمركبة الكهربائية. ينتمي نظام الجر الذي تمت دراسته إلى أنظمة متعددة المحولات متعددة الأ لات (SMM). أحد الموضوعات المهمة تتعلق بتخفيض التكاليف، التصنيع والصيانة. يعتمد الجر الكهربائي في تشغيله على عدة محركات كهربائية ومن الضروري تقليص أحجام الأجهزة والمكونات الموجودة على متنها وللجوء مموج ثلاثي الطور لتغذية عدة محركات كهربائية في نفس الوقت. في هذا العمل، نسعى إلى تطبيق تحكم مستقل على كل محرك-عجلة وباستخدام تركيبة متعدد ة المحركات في سلسلة الجر لمركبة كهربائية. يعد المحرك الكهربائي المدمج في كل عجلة أحد أكثر التركيبات شيوعًا في المركبات الكهربائية التي تسمح بالدفع الرباعي المستقل. تم اختيار محرك الجر على محرك متزامن ذو مغناطيس دائم (MSAP). حيث يرتكز موضوع هذه الأطروحة على التطبيق:
تغذى آلات كهربائية أربع بواسطة مموجين (NPC) ثلاثيا الطور و ذاتا ثلاثة مستويات، تسمح بتدوير العجلات الأربع و تساهم في تقدم سيارة كهربائية على الطرق مع دفع رباعي. الهدف من هذه التركيبة الطاقوية هذا هو إعادة إنتاج سلوك نظام مفرق تفاضلي كهربائي بغية تحسين استقرار وسلامة السيارة الكهربائية خلال المواقف الحرجة عند المنعطفات. تمثل عمليات المحاكاة العددية التي أجريت حالات قيادة مختلفة، وتؤكد الاختبارات التي أجريت على متانة بنية التحكم المطورة في مجموعة الحركة الكهربائية.

الكلمات المفتاحية: السيارة الكهربائية، سلسلة الجر الكهربائية، عجلات القيادة، أنظمة متعددة المحولات متعددة الآلات، مموج (NPC) ثلاثي الطور وذو ثلاثة مستويات، محرك متزامن ذو مغناطيس دائم (MSAP).

Abstract

The work presented in this thesis contributes to the development of a control structure in a traction chain of an electric vehicle. The traction system studied belongs to the multi-machine multi-converter systems (SMM). One of the interesting themes in the context of these MMS concerns the reduction of costs, manufacturing and maintenance. However, in electric traction, it is necessary to optimize the devices volumes and the embedded components. Thus, an interesting reduction can be obtained by the use of a single three-phase voltage inverter which supplies several motors simultaneously. In this work, we are seeking to impose independent control on each wheel-motor using a multimotor solution for the drive train architectures of an electric vehicle. An electric motor integrated into each wheel is one of the most common configurations in electric vehicles which allows as independent four-wheel drive. A permanent magnet synchronous motor (PMSM) was chosen as a traction motor. The application which is the subject of this thesis work: the supply of four electric machines by two three-phase NPC inverters at 3 three levels, and driving four driving wheels which contribute to the advancement of a road electric vehicle with four-wheel drive. The objective of this power structure is to reproduce the behavior of an electric differential system, in order to improve the lateral stability and safety of the electric vehicle during critical situations when cornering. Numerical simulations carried out represent different driving situations, and the tests done confirm the robustness of the control structure developed in the electric traction chain.

Key words : Electric vehicle, electric traction chain, drive wheels, multi-machine multi-converter systems, NPC tri-level inverter, synchronous permanent magnet motor.

Liste des symboles

(a,b,c) : Axes du repère triphasé

(d, q) : Axes du repère tournant de Park

(α, β) : Axes du repère diphasé lié au stator

X_{abc} : Composante du vecteur *X* dans le repère triphasé (a,b,c)

X_{dq} : Composante du vecteur *X* dans le repère tournant (d, q)

$X_{\alpha\beta}$: Composante du vecteur *X* dans le repère lié au stator (α, β)

v_a, v_b, v_c : Tensions de phase

v_{dq}, v_{dq} : Tensions statoriques dans le repère (d, q)

$v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$: Tensions statoriques dans le repère (α, β)

v_{ao}, v_{bo}, v_{co} : Tensions de branche

v_{an}, v_{bn}, v_{cn} : Tensions de phase

i_a, i_b, i_c : Courants de phase

i_d, i_q : Courants statoriques dans le repère (d, q)

$i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$: Courants statoriques dans le repère (α, β)

P : Matrice de transformation de Park

C : Matrice de transformation de Concordia

s : Variable de Laplace

R_s : Résistance statorique par phase

L_s : Inductance statorique par phase

L_d : Inductance directe

L_q : Inductance en quadrature

Φ_f : Flux dû à l'aimant permanent

p : Nombre de paires de pôles

J : Moment d'inertie de la machine

f : Coefficient de frottement visqueux

R_ω : Rayon d'une roue

M_v : Masse totale du véhicule

ρ : Masse volumique de l'aire

S_f : Section de projection frontale

C_{px} : Coefficient de pénétration dans l'aire

g : Accélération du pesanteur

Φ_d, Φ_q : Flux statoriques dans le repère (d, q)

$\Phi_{s\alpha}$, $\Phi_{s\beta}$: Flux statoriques dans le repère (α, β)

V_s : Vecteur tension

S_a, S_b, S_c : Etats des interrupteurs de l'onduleur

θ : Position électrique de la machine

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

V_{dc} : Tension continue de la batterie

T_s : Valeur de la période d'échantillonnage

C^*_{em} : Valeur de référence du couple électromagnétique

Φ^*_s : Valeur de référence du flux statorique

ε_Φ : Erreur du flux statorique

ε_c : Erreur du couple électromagnétique

α_p : Angle de la pente

ω_{m_r} : Vitesse angulaire de la roue motrice droite (Right)

ω_{m_l} : Vitesse angulaire de la roue motrice gauche (left)

$\Delta\omega$: Variation de la vitesse angulaire des roues motrices

F_{aero} : Force de résistance aérodynamique

F_{pente} : Force liée à la pente

F_{roul} : Force de résistance au roulement

F_{acc} : Force due à l'accélération

F_{t1} : Force de traction de la roue motrice 1

F_{t2} : Force de traction de la roue motrice 2

F_{t3} : Force de traction de la roue motrice 3

F_{t4} : Force de traction de la roue motrice 4

C_{m1} : Couple du moteur 1

C_{m2} : Couple du moteur 2

C_{m3} : Couple du moteur 3

C_{m4} : Couple du moteur 4

V_h : Vitesse du véhicule

ω_v : Vitesse angulaire du véhicule

v : Vitesse linéaire du véhicule

v_y : Vitesse latérale du véhicule

r : Vitesse de lacet du véhicule

ψ : Angle de Cap du véhicule

β : Angle de dérive du véhicule

v_r : Vitesse linéaire de la roue motrice droite (Right)

v_l : Vitesse linéaire de la roue motrice gauche (left)

V_{vent} : Vitesse du vent

δ : Angle de référence de braquage du volant

F_z : Charge vertical

λ : Glissement d'une roue

μ : Coefficient de frottement entre la roue et la route

C_r : Couple résistant ramené sur l'arbre de la roue

J_v : Inertie du véhicule

J_ω : Inertie de la roue

J_m : Inertie du moteur

J_Ω : Inertie des éléments en rotation ramenés et totalisés sur l'axe moteur

Abréviations :

VE : Véhicule Electrique

DE : Différentiel Electrique

CG : Centre de Gravité

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

DTC : Direct torque control

SVM : Space Vector Modulation

SMM : Système multimachine multiconvertisseur

IGBT : Isolated Gate Transistor bipolaire

MLI : Modulation de largeur d'impulsion

IP : Intégral –Proportionnel

PID : Proportionnel – intégral – dérivé contrôleur

CE : Convertisseur électrique

ME : Machine électrique

NPC : Neutral Point Clamped

SAP : Synchrone à Aimants Permanents

Liste des Figures

Figure 1.1 : Chaîne de traction d'un véhicule électrique 13
Figure 1.2 : Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu 19
Figure 1.3 : Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant alternatif 19
Figure 1.4 : Représentation de la MSAP dans le repère électrique 21
Figure 1.5 : Les différentes modélisations possibles pour le statord'une MSAP 22
Figure 1.6 : Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent 22
Figure 1.7 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents 23
Figure 1.8 : Modèle de Park de la MSAP 25
Figure 1.9 : Schéma de principe de l'onduleur de tension 28
Figure 1.10 : Structure de la chaîne cinématique 29
Figure 1.11 : Schéma électrique équivalent de la charge véhicule 30
Figure 1.12 : La définition du couple de résistance au roulement 32
Figure 1.13 : Couples résistants à l'avancement du véhicule sur une voie horizontale 32

Figure 2.1: Schéma d'un Onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC 35
Figure 2.2 : Bras du redresseur à trois niveaux 36
Figure 2.3 : Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trios niveaux 37
Figure 2.4 Topologie de commutation d'un onduleur NPC à trois niveaux 41
Figure 2.5 Diagramme vectoriel d'un redresseur triphasé à trois niveaux 42
Figure 2.6 : Schéma bloc de la commande directe du couple d'une MSAP avec régulation de vitesse 46
Figure 2.7 : Trajectoire circulaire du flux statorique 47
Figure 2.8 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué 48
Figure 2.9 : Partage du cercle trigonométrique en douze zones 49
Figure 2.10 : Comparateur de flux à 3 niveaux 50
Figure 2.11 : Comparateur du couple à 5 niveaux 50
Figure 2.12 : Schéma de la régulation de vitesse de la MSAP par un correcteur IP 51
Figure 2.13 : Résultats de simulation de l'essai 1 53
Figure 2.14 : Résultats de simulation de l'essai 2 56
Figure 2.15 : Résultats de simulation de l'essai 3 57

Figure 3.1 : Structure de puissance-Onduleur NPC-3 niveaux alimentant deux moteurs synchrone 59
Figure 3.2 : Structure « maître-esclave » 60
Figure 3.3 : La structure parallèle « maitre-esclave» 61
Figure 3.4 : La structure parallèle « maître-esclave » basée sur la commande DTC 61
Figure 3.5 : Principe du choix de la machine maitre 62
Figure 3.6 : Schéma de la commande « maitre-esclave » proposée d'un système bi-machine mono 66
Figure 3.7 : Schéma de la commande maître-esclave DTC implanté dans Simulink 67
Figure 3.8 : Formes d'ondes : Vitesse, couple, flux statorique et courant moteur de deux moteurs 67
Figure 3.9 : Résultats de simulation 69

Figure 4.1 : Structure de véhicule électrique étudié 74
Figure 4.2 : REM de la chaîne de traction étudiée 75
Figure 4.3 : Synoptique de la structure de commande multimoteur pour la chaîne de traction 77
Figure 4.4 : Couplage entre motorisation et la roue 80
Figure 4.5 : Simulation du comportement du système de traction en virage 83

Liste des tableaux

Tableau 2.1 Réalisation des différents niveaux pour l'onduleur NPC 3 Niveaux 36
Tableau 2.2 : Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire 38
Tableau 2.3 Etat de commutation pour chaque bras 41
Tableau 2.4 Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états des interrupteurs 44
Tableau 2.5 Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants 45
Tableau 2.6 : Table de sélection DTC pour l'entraînement d'une MSAP pilotée par un onduleur NPC ... 50

Tableau 3.1 : La boucle de commande du couple..... 66

Introduction générale

L'innovation technologique majeur pour les véhicules routiers est l'introduction partielle ou totale de l'électricité dans la motorisation des véhicules, que ce soit pour les chaînes de traction, avec la technologie d'intégration des convertisseurs de puissance, pour le stockage d'énergie avec les batteries de puissance et les supercondensateurs ou pour les générateurs avec l'industrialisation de la pile à combustible.

Pour répondre à la sévérisation des normes d'émission de polluants, l'industrie de l'automobile est amenée à envisager de nouvelles structures de la chaîne de traction pour les véhicules électriques. Le nombre d'études sur les véhicules électriques a augmenté de façon significative. Actuellement, les progrès technologiques et les contraintes des convertisseurs dans le domaine de la traction électrique conduisent vers la conception de convertisseurs d'énergie de plus en plus compacte. Le nombre d'éléments électronique embarqués devient alors un paramètre crucial pour la réduction du volume.

L'introduction du système de traction électrique innovant permettra de participer à l'effort continu d'amélioration de l'offre en proposant les véhicules à accessibilité améliorée grâce au plancher bas intégral qu'autorise l'usage du moteur roue électrique et des convertisseurs électriques très intégrés. Mais aussi, elle permettra d'offrir plus de souplesse dans le mode d'alimentation des véhicules et un gain énergétique, grâce à des techniques innovantes de stockage d'énergie.

Ces dernières années plusieurs nouvelles topologies de moteur ont été développées et utilisées pour des applications à vitesse variable tel que le véhicule électrique [Mul-94] [Ter-97] [Mul-01] [Nan-06] [Has-08] [Har-08] [Har-15]. Les moteurs à courants alternatifs ont été utilisés dans des chaînes de traction pour véhicule électrique depuis les années 60. Depuis une dizaines d'années, on commence à donner un intérêt particulier aux machines synchrones incluant des aimants permanents, à cause des avantages qu'ils offrent; en effet, les machines à induction et à reluctance souffrent d'un faible rendement et d'une faible puissance spécifique comparées aux machines à aimants [Ter-97] [Giz-97] [Har-13] [Har-15]. Le choix du moteur s'est porté sur un moteur de type synchrone triphasé à aimants permanents. L'intérêt de ce type de moteur est sa grande fiabilité, son rendement plus élève, sa puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués [Wu-07] [Har-13] [Har-15] [Aou-19a] [Aou-19C].

Certaines applications des actionneurs électriques nécessitent plusieurs machines électriques. Il y a principalement deux raisons pour un tel choix : soit une seule machine trop encombrante (du point de vue volumique ou du point de vue de la puissance), soit il faut commander plusieurs éléments à l'aide de différents actionneurs [Bou-01] [Bou-02] [Pen-02] [Has-14].

Les systèmes comportant plusieurs machines électriques et/ou plusieurs convertisseurs statiques occupent une place importante parmi les systèmes électromécaniques. Ces systèmes sont regroupés sous le vocale de systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM). On reconnaît un tel système par l'existence d'un couplage de nature électrique, magnétique et/ou mécanique (plusieurs machines électriques propulsant un véhicule) [Bou-01] [Bou-02] [Bid-08] [Bid-09] [Mok-08] [Bid-09].

Le système de traction étudié appartient aux systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM). Un moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui permet un entraînement indépendant à quatre roues. Dans ce travail, on cherche à imposer un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une solution multimoteur des architectures de motorisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

Du point de vue de la commande, pour résoudre les couplages ont fait appel à des structures de commande adaptées (commande machines indépendantes, commande moyenne, maître esclave,…) ou on impose des critères de répartition énergétique afin de retrouver des systèmes monomachines (ou monoconvertisseur). Une solution à ce problème est obtenue en utilisant une structure de commande « maître-esclave » pour chaque ensemble de deux roues motrices latérales entraînées par deux moteurs synchrones à aimants permanents qui sont alimentés en parallèle par un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC.

L'objectif de ce travail est de contribuer à l'amélioration de la dynamique latérale d'un système de traction contrôlée par une structure de commande robuste nommée « maître-esclave » basée sur la dite DTC, afin de réaliser un différentiel électrique assurant une synchronisation de vitesse des roues motrices lors du roulement et améliorant la stabilité et la sécurité du véhicule électrique.

La structure du document de thèse est la suivante :

- Le chapitre 1 est consacré à la *présentation et l'étude du fonctionnement de la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone*

Le premier chapitre présente la chaîne de traction d'un véhicule électrique et les fonctions de ses composants les plus importants. Nous avons abordé le problème de la motorisation de la chaîne de traction électrique. Une propulsion synchrone est en suite définie avec ces éléments de base. Le modèle mathématique de la machine synchrone est présentée ainsi que le principe du contrôle DTC est brièvement décrit. Puis, la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction est introduite.

- Le chapitre 2 intitulé *Commande directe de couple appliquée à la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone*

Dans ce chapitre, on s'intéresse à la commande directe de couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux. Nous allons commencer par la présentation de la structure et la modélisation de l'onduleur NPC à trois niveaux. Ensuite, nous présentons la modélisation de la commande directe du couple par les relations fondamentales sur la DTC à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique. On développera ensuite l'estimation des deux grandeurs de commande (couple-flux) ainsi que les comparateurs à hystérésis associés. Afin d'améliorer la commande DTC-3 niveaux utilisée dans des travaux de thèses antérieures, nous avons proposé une nouvelle table de commutation pour sélectionner le vecteur tension optimale qui va maintenir le flux et le couple à l'intérieur de leurs bandes d'hystéresis.

- Le chapitre 3 intitulé *Commande DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction à propulsion synchrone*

Une structure de commande « maître esclave » basée sur la technique DTC est appliquée à un système de traction mono-onduleur bi-moteurs d'un véhicule électrique. Elle est implantée et testée en simulation pour analyser sa robustesse vis-à-vis des perturbations mécaniques.

- Le chapitre 4 intitulé *Etude du comportement du système de traction d'un véhicule électrique à quatre roues motrices*

Le dernier chapitre de cette thèse a été consacré à la commande du système de roues motrices pour un véhicule électrique. Le système de traction proposé dans ce travail est composé de quatre moteurs MSAP entraînant les quatre roues motrices, où chaque deux moteurs (se trouvent dans un côté latéral) sont pilotés par un onduleur commun, triphasé à trois niveaux de type NPC. L'objectif de cette structure de puissance est de reproduire le comportement d'un système différentiel électrique dans le but d'améliorer la stabilité et la sécurité du véhicule électrique lors des situations critiques dans les virages, à l'aide d'une structure de commande particulière basée sur la commande « maître-esclave ».

Enfin, sur la base des résultats obtenus, des conclusions sont tirées et des perspectives de recherches sont fournies.

Chapitre 1

Présentation et étude du fonctionnement d'une chaîne de traction électrique à propulsion synchrone

1.1 Introduction

Il y a bien longtemps, la traction électrique devient un thème de recherche d'actualité. Ce domaine à caractère pluridisciplinaire fait appel à des connaissances en électrotechnique, électronique, mécanique, automatique, chimie, et informatique. Dans le cadre du véhicule électrique, de nombreux travaux de recherche ont été et sont conduits sur les différentes parties de la chaîne de traction [Bar-94] [Kan-04]. Actuellement, différents modèles du groupe motopropulseurs intégrant les représentations de la machine électrique et de son convertisseur d'alimentation associé à la commande sont développées et utilisées pour des applications à vitesse variable tel que la traction électrique [Nan-06][Has-08][Băl-13]. Cependant, la relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation de hautes performances des véhicules électriques en exploitation. La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif [Har-07].

Les entraînements électriques régulés (associations machine électrique - convertisseur statique - commande) sont aujourd'hui utilisé dans toutes les applications requérrant la variation de vitesse. Ils doivent satisfaire de nombreuses exigences et offrir en particulier une excellente dynamique dans une large plage de vitesse. Leur domaine d'application est donc très vaste et il comprend notamment l'industrie des véhicules électriques, de la traction électrique et l'aérospatial. Dans le cas particulier de la traction des véhicules électriques, le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) reste un bon candidat à cause surtout son couple massique élevé comparativement à celui du moteur asynchrone classique, ce qui est important pour les systèmes embarqués [Ter-97][Nan-06] [Har-07][Wu-07][Zha-08][Has-08][Har-13] [Say-18]. Le choix du moteur de traction dans notre travail s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents, celui-ci fait l'objet de différentes études concernant leur conception et leur commande particulièrement à vitesse variable.

Afin de commander les roues motrices d'un véhicule électrique, nous avons besoin des modèles des éléments constitutifs de la chaîne de traction électrique. Ainsi, ce chapitre se propose de développer ces modèles.

1.2 Présentation de la chaîne de traction électrique

Les véhicules ne traitent pratiquement que de l'énergie électrique ou électrochimique pour leur propulsion. Les émissions polluantes liées à la propulsion sont nulles et ils satisfont les critères ZEV (Zero Emission Vehicle). La Figure 1.1 présente les composants principaux de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. On remarque que le moteur à explosion dans un véhicule thermique étant remplacé par un moteur électrique dans le véhicule électrique. La chaîne de traction d'un véhicule électrique est l'ensemble des éléments depuis la source d'énergie jusqu'à la transmission mécanique, qui assurent la fourniture d'une puissance mécanique capable de mouvoir le véhicule [Has-08][Bal-13].

Le point fort du véhicule électrique est la chaîne de transmission électromécanique. En effet, un véhicule à besoin d'un couple élevé à basse vitesse afin de pouvoir accélérer et d'un couple moins important à des vitesse de croisière, ces spécifications sont celles du moteur électrique.

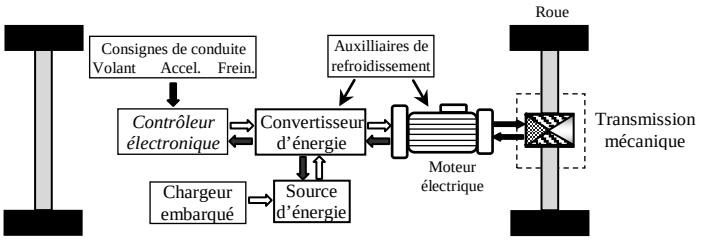


Figure 1.1 : *Chaîne de traction d'un véhicule électrique*

1.2.1 Description et principe de fonctionnement

La Figure 1.1 représente le schéma fonctionnel de la chaîne de traction d'un véhicule electrique. La batterie est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un convertisseur d'énergie et d'un contrôleur électronique. Le contrôleur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur. Il permet d'effectuer une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un auto diagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur (consigne de conduite : guidage, accélération, freinage) en fonction des capacités du véhicule électrique.

Du point de vue fonctionnel, la commande fournit différents signaux à l'électronique de puissance après avoir traité des signaux à issus de l'ensemble du système. La fonction du convertisseur est d'assurer le transfert de puissance entre la source d'énergie et le moteur.

Lorsque le conducteur de véhicule appuie sur la pédale d'accélérateur, la batterie libère du courant. Le convertisseur de puissance transforme alors le courant continu (DC) de la batterie en courant alternatif (AC) (si le moteur de traction est de type alternatif) ou au courant continu (DC) (si le moteur est de type continu). Le moteur développe sur son arbre un couple moteur, ce-ci passe sur les roues.

Pour avancer un véhicule sur une chaussée, il faut que l'effort moteur soit supérieur à l'effort résistant. Le mécanisme pour lequel l'effort moteur entraîne la propulsion du véhicule est bien connu : le moteur fait tourner les roues motrices qui entraînerait le véhicule. Les roues motrices ne peuvent glisser sur la route à cause du frottement entre pneumatique et chaussée ce qui les obliger à rouler.

Un point important pour le véhicule électrique, est qu'une certaines quantité d'énergie est récupérée au freinage ou en phase de décélération. Ce-ci présente un avantage du moteur électrique qui peut transformer l'énergie électrique pendant les phases de décélération et de freinage, donc le moteur devient générateur qui permet de recharger la batterie.

Notre chaîne de traction étudiée dans ce travail de thèse comprenant quatre moteurs électriques (deux sur les roues avant et deux sur les roues arrière).

1.2.2 Eléments de la chaîne de traction

Le schéma fonctionnel d'un système de véhicule électrique est montré dans la Figure 1.1. Les composants principaux d'un système de véhicule électrique sont : le chargeur de batterie embarqué, la batterie, l'électronique de puissance (convertisseur), le moteur électrique qui transmet la puissance mécanique à la chaîne mécanique et d'un contrôleur [Bar-94][Mul-94][Giz-97][Mul-01][Har-07]. La source d'énergie est une batterie d'accumulateurs, qui est le point de stockage de l'électricité.

1.2.2.1 La motorisation

Le moteur est l'organe qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique afin de mouvoir le véhicule. Un des enjeux du véhicule électrique est le choix du moteur permettant la propulsion des roues à partir de la puissance délivrée par la batterie [Mul-94][Has-08][Bal-13]. Il doit posséder les caractéristiques suivantes :

- un couple élevé à basse vitesse ;
- un couple suffisant à haute vitesse ;
- de faibles ondulations du couple (ne doit pas dépasser ±2%);
- une stratégie de pilotage qui permet d'optimiser le rendement sur une large plage de vitesse ;
- une possibilité de récupération d'énergie au freinage ;
- un faible coût.

Le principe de fonctionnement d'un moteur électrique d'un véhicule électrique est bien plus simple que celui d'un véhicule à moteur thermique. Comparer au moteur thermique, il présente de nombreux avantages :

- Pas de puissance sonore ;
- Pas de pollution ;
- Couple diponible à tout instant ;

- Possibilité de récupération de l'énergie au freinage ;
- Permettant une accélération plus rapide au démarrage ;
- Pas de boîte de vitesse ;

La relation est étroite entre l'augmentation des performances des moteurs et la réalisation de hautes performances des véhicules électriques (VEs). Il existe plusieurs types de motorisation pour une chaîne de traction électrique [Mul-94] [Ter-97] [Mul-01] [Nan-06] [Has-08] [Har-08] [Har-15]. On distingue deux grandes familles de moteurs électriques :

- moteurs à courant continu ;
- moteur à courant alternatif ;

▪ Les moteurs à courant continu

Les premiers moteurs électriques à alimenter les véhicules étaient des moteurs à courant continu. Le moteur à courant continu à excitation séparée est celui qui équipait la Peugeot 106 électrique dans les années 90. L'électronique de puissance permettant de l'alimenter est très simple car la tension continue venant de la batterie peut être utilisée sans être ondulée.

Parmi les différents types de moteurs à courant continu, le moteur à excitation séparée qui est plus utilisé. Cependant, cette technologie comporte des inconvénients que nous allons citer.

- difficulté de refroidissement de l'induit tournant ce qui limite l'obtention les possibilités d'un couple massique élevé ;
- la vitesse de rotation de l'induit est limitée par sa constitution ;
- usure des balais nécessitant un entretien périodique ;
- le coût de construction est élevé car la machine est complexe : collecteur, bobinage de l'induit.

▪ Les moteurs à courant alternatif

C'est l'émergence de nouvelles technologies en électronique de puissance qui permet l'apparition des moteurs à courant alternatif dans les applications de traction électrique plus particulièrement les véhicules électriques. En effet, afin d'alimenter les moteurs asynchrones et synchrones, le système doit comprendre entre la batterie et le moteur un onduleur de courant triphasé. Cet onduleur doit être réversible en courant afin de pouvoir utiliser la machine en mode générateur lors de la décélération.

❖ Les moteurs asynchrones

Pour des applications de traction électrique à grandes vitesse, le moteur de traction à courant continu est de plus en plus remplacé par le moteur asynchrone. Les avantages sont multiples :

- Construction mécanique plus robuste (pas de collecteur) ;
- Pour une puissance équivalente, dimensions et poids réduits ;
- Pour les mêmes dimensions, puissance plus élevée ;

- Vitesse de rotation maximale plus élevée ;
- Pas d'entretient, puis qu'il n'y a pas de collecteur.

Dans ce moteur, le stator est alimenté en courants triphasés sinusoïdaux. Un champ statorique tournant est donc généré. Ce dernier induit des courants dans les enroulements du rotor et entraine ainsi le rotor en rotation à une vitesse Ω_r plus faible que celle du champ statorique tournant Ω_s. L'écart de vitesse est caractérisé par le glissement. C'est ce glissement qui est la grande faiblesse des moteurs asynchrones : plus il est important, plus le rendement du moteur est faible.

Les avantages principaux du moteur asynchrones sont sa fiabilité, sa robustesse et surtout son coût. Bien qu'il soit plus lourd et son rendement est moins élevé que celui des machines synchrones.

❖ **Le moteur synchrone**

Les moteurs synchrones présentent un glissement nul. Ils sont donc ceux vers qui se tournent aujourd'hui les constructeurs d'automobile : avec de meilleurs rapports couple/poids et puissance volumique et avec des rendements supérieurs. Ils sont légers et leur fabrication est très flexible. Ils sont divisés en deux catégories : les bobines et les aimants permanents [Giz-97].

- ***Moteur synchrone à aimants permanents***

Ce type de moteur présente un intérêt certain de fait de ses rapports poids/puissance et poids/volume faibles. Les masses polaires sont constituées par des aimants permanents, généralement les aimants à samarium cobalt, Fer - Nédodyne - bore ou terres rares sont plus intéressants. Un des inconvénients de ce type de moteur est l'impossibilité du réglage de l'excitation. Le champ de l'aimant varie avec le temps et la température mais de manière non significative. Pour atteindre des vitesses élevées, il sera nécessaire d'augmenter le courant statorique afin de démagnétiser la machine. Ceci entraînera inévitablement une augmentation des pertes joules statoriques.

Pour la traction électrique, on préféra avec une excitation par aimants permanents, cela veut dire pas de balais donc pas d'entretien [Nec-99][Wu-07].

- ***Moteur synchrone à rotor bobiné***

Les masses polaires du rotor sont des électroaimants alimentés en courant continu. La valeur de l'induction peut alors varier par action sur le courant d'excitation. Ce type de moteur dispose d'un degré de liberté supplémentaire, en comparaison avec celui à aimants permanents : le réglage du flux d'excitation. En effet, cela ouvre une large palette d'algorithmes de commande : compensateur synchrone, facteur de puissance unitaire, couple maximal, minimisation des pertes [Voy-95].

1.2.2.2 La source d'énergie et le chargeur de batterie

Actuellement, plusieurs solutions sont aujourd'hui utilisées pour fournir de l'énergie électrique, à savoir : les batteries d'accumulateurs, les piles à combustible et les superciondensateurs. La principale

source d'un véhicule électrique reste la batterie. Dans ce travail, nous nous intéresserons à ce type de source d'énergie.

La batterie électrique est la partie la pus contraignante de l'ensemble de la chaîne de traction. Élément le plus cher, le plus volumineux, le plus sujet au vieillissement, c'est un élément stratégique du véhicule électrique. Sa recharge pose deux problèmes majeurs : un problème du temps de recharge, lié au problème de l'autonomie de la batterie, et un problème énergétique de fourniture et de gestion de réseau. La batterie fournit donc une tension et un courant destinés au moteur électrique. Mais avant de pouvoir délivrer cette énergie, il est nécessaire de charger la batterie. C'est pourquoi, sont intégrés aux véhicules électriques des chargeurs qui permettent de convertir l'énergie d'un réseau électrique, en tension et courant continus adaptés à la batterie.

Le chargeur de batterie embarqué est l'un des éléments clés requis pour l'émergence des véhicules électriques à batterie (VEB). Actuellement, une nouvelle topologie de chargeur de batterie intégré, permet de réutiliser le convertisseur de traction pour assurer les différentes fonctions nécessaires au sein de la chaîne de traction, à savoir permettre le mode traction ainsi que les phases de recharge de batterie des VEB. En outre, cette solution permet de supprimer le convertisseur spécifique à la recharge de batterie.

Dans le secteur des batteries dites de traction, les principaux couples électrochimiques utilisés dans les batteries de traction sont :

- Nickel/Cadmium (Ni-Cd)
- Nickel/Métal Hydrure (Ni-MH)
- Nickel/Zinc (NiZn)
- Sodium/Chlorure de Nickel (Zebra)
- Lithium/Ion (Li-Ion)
- Lithium/Polymère (LiPo)
- Lithium/Phosphate (LiFePO4)
- Lithium/MétalPolymère (LMP)

Les recherches se sont orientées vers des accumulateurs pouvant contenir le plus d'énergie possible dans le plus petit volume possible tout en étant les plus légers possible et, bien entendu, les moins coûteux à produire en masse. On attend d'une batterie de traction les caractéristiques suivantes :

- énergie massique et/ou volumique élevée, afin de maximiser l'autonomie et réduire l'encombrement et le poids;
- puissance massique élevée, afin de garantir de bonnes accélérations et reprise au véhicule;
- possibilité de recharge rapide, c-à-d dans le temps le plus court possible;
- durée de vie suffisante, en tout cas de même ordre de grandeurs que la durée de vie supposée du véhicule.
- faible coût de production
- sécurité d'emploi.

Afin de pouvoir choisir un type de batteries, voici les éléments techniques de comparaison entre les différents types d'accumulateurs :

✓ Densité d'énergie

La densité d'énergie d'une batterie permet de déterminer la quantité d'énergie électrique qu'elle contient dans un volume ou par unité de poids. Deux unités de mesure sont employées : le Watt heure par litre (Wh/L) ou le Watt heure par kilogramme (Wh/kg).

✓ Durée de vie

La durée de vie des accumulateurs est également un critère déterminant pour les comparer. En effet, leurs performances se dégradent avec le temps et certaines technologies sont beaucoup plus endurantes que d'autres. Le critère utilisé est le nombre de cycles de charge et décharge. La durée de vie, un facteur essentiel, atteint ou dépasse 1500 cycles pour cinq des technologies disponibles.

✓ Rapidité de charge

Les technologies les plus avancées acceptent des courants de charge de plus en plus élevés permettant de réduire les temps d'immobilisation des véhicules. Le temps de charge est exprimé en heures ou minutes pour les technologies les plus rapides à alimenter. L'autonomie du véhicule est fonction de l'énergie stockée dans la batterie (énergie massique de la batterie). Les nouvelles générations de batteries permettent des autonomies plus importantes, sans que l'on soit obliger d'embarquer des quantités trop importantes de batteries.

1.2.2.3 Le convertisseur d'énergie

Le convertisseur statique, interface entre la batterie et le moteur électrique, est l'un des éléments fondamentaux du véhicule électrique. Il est chargé de convertir l'énergie en sortie de batterie afin de l'adapter à celle consommée par le moteur et surtout de délivrer la puissance électrique adaptée à la consigne du conducteur. C'est donc le convertisseur statique qui, piloté par le contrôleur, va permettre de faire accélérer ou ralentir le moteur (et donc le véhicule). Le convertisseur statique rentre dans la catégorie de technologie dite d'électronique de puissance. Composé de composants électroniques utilisés en forte puissance (transistors), il est capable de convertir des tensions et courants continus en alternatifs, afin de répondre aux besoins des moteurs.

Suivant l'utilisation de machine à courant continu ou à courant alternatif, les convertisseurs d'énergie devront être différents. La nature de la source d'énergie est de type continu.

- **Convertisseur DC-DC**

L'hacheur permettra de faire la conversion continu-continu pour alimenter une machine à courant continu. Il permet de faire varier la tension aux bornes du moteur et par conséquent la vitesse. Le schéma de principe des circuits de puissance pour la traction à courant continu est représenté à la Figure 1.2.

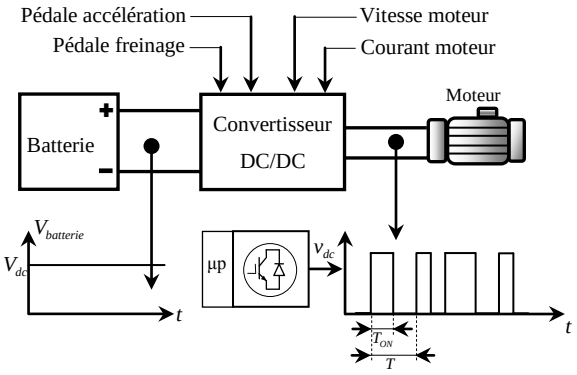


Figure 1.2 : *Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu.*

- **Convertisseur DC-AC**

En traction électrique, l'onduleur est un convertisseur continu-alternatif, qui permet d'obtenir trois phases de courant alternatif, décalée de 2π/3 (120°), de fréquence variable à partir du courant de batterie. Le schéma de principe du circuit de puissance pour la traction à courant alternatif est représenté à la Figure 1.3.

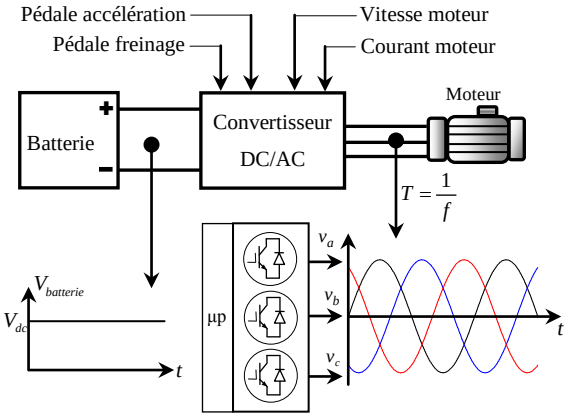


Figure 1.3 : *Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant alternatif.*

1.2.2.4 Le contrôleur

La traction électrique pour les véhicules électriques est réalisée par un élément contrôlant l'énergie transférée de la source d'énergie vers le moteur de traction. Celui-ci permet une optimisation au niveau de la batterie et du moteur et de faire en permanence un autodiagnostic. Il gère tous les ordres du conducteur en fonction des capacités du véhicule électrique. C'est la raison pour laquelle il reçoit une quantité d'informations telles que la température, la vitesse de rotation, et les courants électriques. Cela lui permet,

d'une part, d'effectuer un bilan sur l'état du véhicule, et d'autre part, d'ajuster les différentes commandes appliquées au moteur électrique afin de gérer au mieux la consommation d'énergie.

Le contrôleur est l'interface entre le conducteur et la chaîne de traction. Il traduit les consignes mécaniques du conducteur (appui sur la pédale d'accélération) en consignes électriques destinées à piloter le convertisseur statique.

1.2.2.5 La transmission mécanique

La transmission mécanique permet de transmettre la puissance en sortie de moteur aux roues et éventuellement de moduler le couple et la vitesse en sortie du moteur. C'est quasiment le même type de transmission que l'on retrouve sur des véhicules thermiques plus classiques.

Elle se compose donc principalement d'un réducteur de vitesse et un differential mécanique, afin de réduire la vitesse et d'augmenter le couple transmis aux roues, d'une part et d'autre part, permet d'entraîner les roues motrices à des vitesse de rotation différentes tout en maintenant les efforts qu'elles recoivent à des valeurs rigoureusement identiques. En effet, un moteur électrique tourne relativement rapidement (plus rapidement que la vitesse de rotation d'une roue) et produit peu de couple, c'est-à-dire peu de « force ». En réduisant la vitesse à l'aide de ce réducteur, on adapte donc la vitesse du moteur à la vitesse souhaitée pour la roue et on fournit plus de couple, c'est-à-dire plus de « force » à la roue.

Un différentiel mécanique monté entre l'arbre de transmission et les roues motrices, doit :

- Transmettre aux arbres transversaux qui commandent les roues motrices, le couple moteur qu'il reçoit de l'arbre de transmission, placé dans l'axe longitudinal du véhicule.
- Démultiplier la vitesse de rotation de l'arbre de transmission.
- Permettre à la roue motrice placée à l'intérieur d'un virage de tourner à plus grande vitesse que la roue placée à l'extérieur. Cette fonction particulière a donnée son nom au différentiel.

1.2.2.6 Les auxiliaires de refroidissement

Dernier élément de la chaîne de traction, les auxiliaires de refroidissement à air permettent de refroidir le moteur et le convertisseur statique qui chauffent naturellement.

1.3 Avantages et inconvénients des VEB [Har-03]

Avantages

- *Propreté*

- ✓ Aucune émission d'hydrocarbure, de fumées ou de particules;
- ✓ Les composants de la batterie sont 100% recyclables;

- *Economie*

- ✓ Aucune consommation pendant les phases de ralenti;
- ✓ Les batteries se rechargent pendant les phases de décéleration;

- *Fiabilité*

- ✓ Possibilité de parcourir jusqu'à 1 million de kilometres;
- ✓ Les dépendances d'entretien sont réduites de 30 à 40% ;
- ✓ Les occasions de pannes sont 3 fois moins nombreuses;

- *L'agrément de conduite*

- ✓ Le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage);
- ✓ Le moteur est parfaitement silencieux;

Inconvénients

- Densité d'énergie des batteries est très inférieur devant celle du carburant ;

- Rechargeabilité lente;

- Poids important du véhicule électrique;

- Coût élevé par rapport à celui du véhicule classique;

1.4 Modélisation des éléments de la chaîne de traction

1.4.1 Modélisation du moteur électrique

Dans notre étude, on s'intéresse à la modélisation et la commande d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires [Ses-96][Gel-97][Bon-98][Giz-97][Kad-03]. La machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est due à ces derniers. La Figure 1.4 illustre le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère électrique [Har-03][Har-07].

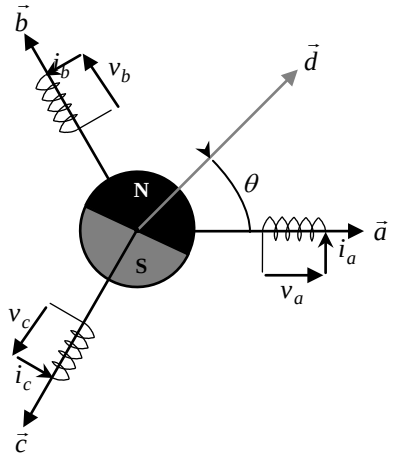


Figure 1.4 : *Représentation de la MSAP dans le repère triphasé* (a,b,c)

Pour ce qui est bobinage statorique, la modélisation dépend des phénomènes que l'on souhaite intervenir, Figure 1.5. Ainsi, le stator d'une phase de machine sans pertes sera modélisé par une simple inductance (a). Prendre en compte les pertes joules reviendra à ajouter une résistance en série avec ce bobinage (b). La prise en compte des pertes fer revient à placer une résistance en parallèle sur le bobinage (c). La prise en compte simultanée des deux phénomènes correspond à la mise en série de deux groupes, l'un constitué d'une résistance joule, et l'autre de la résistance fer en parallèle sur le bobinage (d).

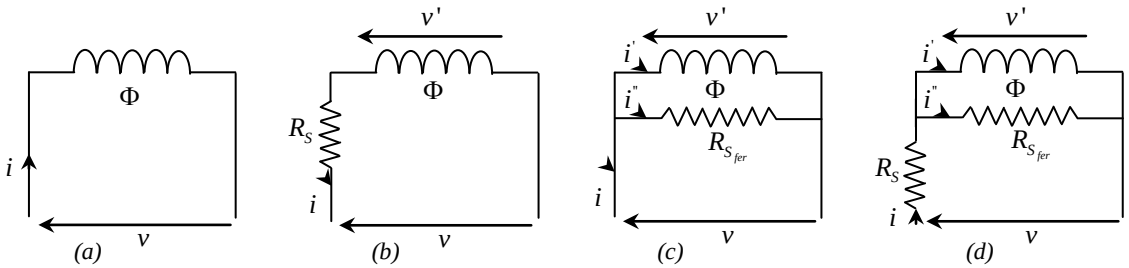


Figure 1.5 : *Les différentes modélisations possibles pour le stator d'une MSAP*

Sachant que la perméabilité des aimants est voisine de celle de l'air, ces derniers sont modélisés par une source de courant i_f et une bobine ayant une mutualité M_f avec la bobine fictive de l'axe $\vec{d}$.

Dans le cas d'une machine à aimants, l'induction rotorique peut être modélisée comme celle provenant d'un bobinage rotorique alimenté par une source de courant, Figure 1.6. Le courant rotorique équivalent n'est donc pas influencé par les flux statoriques.

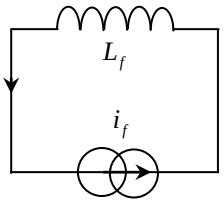
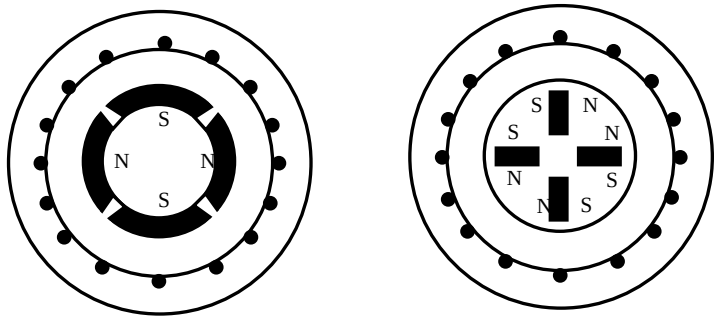


Figure 1.6 : *Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent*

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique, Figure 1.4, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, Figure 1.7 (a), les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, Figure 1.7 (b), les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la

propriété dans l'entraînement des charges rapides. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatifs, Figure 1.4 [Har-07][Kad-03].



(a) (b)

Figure 1.7 : *Rotors de machines synchrones à aimants permanents*

On peut citer quatre types de machine synchrone :

- Machine synchrone à rotor bobiné et entrefer lisse ($L_d = L_q$) ;
- Machine synchrone à rotor bobiné et pôles saillants ($L_d \succ L_q$) (effet de la saillance) ;
- Machine synchrone à aimants permanents enterrés au rotor ($L_d \prec L_q$) (possibilité de vitesse de rotation élevées)
- Machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièce polaires ($L_d = L_q$).

Pour notre travail, notre choix c'est porté sur la dernière variante des machines synchrones citées ci-dessus.

1.4.1.1 Problématique de la modélisation

Le modèle des machines électriques à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et la commande se verra plus complexe, du fait que [Bar-82][Abd-97][Kad-03] [Ses-96]:

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquence fixe ou variable ;
- Le degré du système électromécanique est généralement plus élevé que celui des systèmes à base de machines à courant continu ;
- Le système est non linéaire à coefficients variables et à entrées et sorties multiples.

Pour étudier les machines synchrones, nous pouvons utiliser une représentation dans un repère diphasé : soit dans le repère du rotor (d, q) à l'aide de la transformée de Park, soit dans le repère du stator (α, β) à l'aide de la transformée de Concordia.

En tenant compte de la représentation de la machine (Figure 1.4) et des hypothèses simplificatrices citées ci-dessous [Gel-97][Bar-82] :

- Le circuit magnétique est supposé non saturer et parfaitement feuilleté ;
- L'effet d'encoche est négligeable ;
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme ;
- L'induction dans l'entrefer est supposée sinusoïdale ;
- Les harmoniques d'encoche est d'espaces ne sont pas prises en compte ;
- L'hystérésis et l'effet de peau sont négligeables.

Le modèle mathématique du MSAP est similaire à celui de la machine synchrone classique et peut être s'exprimé par :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \tag{1.1}$$

Avec

$$[v_{abc}] = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, \quad [\Phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}, \quad [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

avec v_{abc}, i_{abc} et Φ_{abc} représentent respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux produits par les courants statoriques. R_s indique la résistance d'une phase statorique.

Les flux totaux Φ_{abc} sont exprimés par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_f] \tag{1.2}$$

avec

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix}$$

Avec L_{ss} et M_s représentent l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statoriques.

La substitution de l'équation (1.2) dans l'équation (1.1) donne :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}([L][i_{abc}] + [\Phi_f]) \tag{1.3}$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m}\left([e_{abc}]^T [i_{abc}]\right) \tag{1.4}$$

Où $[e_{abc}] = \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}]$ représentent les FMMs produites dans les phases statoriques et ω_m définit la vitesse de rotation du rotor en (rd/s).

1.4.1.2 Modèle de Park de la MSAP

On remarque que le système (1.3) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Afin de facilite l'étude et l'analyse du système, on a substitute les enroulements immobiles (a,b,c) par des enroulements (d,q) tournant avec le rotor, c-à-d on utilise la dite *transformation de Park* qui permet d'obtenir des variables fictives appelées les composante $d-q$ à partir d'une transformation directe appliquée aux variables réelles du système (tensions, courants et flux), Figure 1.8.

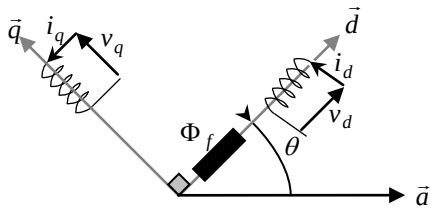


Figure 1.8 : *Modèle de Park de la MSAP.*

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P][X_{abc}] \tag{1.5}$$

Où X représente les grandeurs électriques (tensions, courants ou flux).

La matrice de transformation P est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

La matrice inverse a pour forme :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

En appliquant la transformation (1.6) au système (1.1), on aura :

$$\left[v_{dq}\right]=\left[R_s\right]\left[i_{dq}\right]+\frac{d}{dt}\left[\Phi_{dq}\right]+p\omega_r\left[\Phi'_{dq}\right] \tag{1.8}$$

Où :

$$\left[v_{dq}\right]=\begin{bmatrix}v_d\\v_q\end{bmatrix},\quad \left[i_{dq}\right]=\begin{bmatrix}i_d\\i_q\end{bmatrix},\quad \left[\Phi_{dq}\right]=\begin{bmatrix}\Phi_d\\\Phi_q\end{bmatrix},\quad \left[\Phi'_{dq}\right]=\begin{bmatrix}\Phi_q\\-\Phi_d\end{bmatrix},\quad \left[R_s\right]=\begin{bmatrix}R_s & 0\\0 & R_s\end{bmatrix}$$

Et la transformation (1.6) appliquée à (1.2) donne :

$$\begin{bmatrix}\Phi_d\\\Phi_q\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_d & 0\\0 & L_q\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_d\\i_q\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Phi_f\\0\end{bmatrix} \tag{1.9}$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em}=\frac{3}{2}p\left(\Phi_d i_q-\Phi_q i_d\right)=\frac{3}{2}p\left[\left(L_d-L_q\right)i_d i_q+\Phi_f i_q\right] \tag{1.10}$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$J\frac{d\Omega}{dt}+f\Omega=C_{em}-C_r \tag{1.11}$$

Où :

$$\omega_m=p\Omega \tag{1.12}$$

Avec :

- Ω : vitesse de rotation mécanique de la MSAP
- J : moment d'inertie totale de la machine
- f : coefficient de frottement visqueux
- C_r : couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine

1.4.1.3 Modèle de Concordia de la MSAP

La transformation de Concordia est définie comme suit :

$$\left[X_{\alpha\beta o}\right]=\left[C\right]\left[X_{abc}\right] \tag{1.13}$$

Avec :

$$\left[C\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2}\\0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2}\\\frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \tag{1.14}$$

Et

$$\left[C\right]^{-1}=\left[C\right]^T \tag{1.15}$$

En appliquant la transformation (1.13) au système (1.1), on aura le modèle de la MSAP dans le repère $(\alpha\beta)$

- *Equations de tensions*

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \dfrac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin\theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \dfrac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos\theta \end{cases} \tag{1.16}$$

- *Equations de flux*

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Phi_f \cos\theta \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Phi_f \sin\theta \end{cases} \tag{1.17}$$

- *Equations du couple électromagnétique*

$$C_{em} = \frac{3}{2} p\left(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}\right) \tag{1.18}$$

1.4.2 Modélisation de la source d'énergie

La source d'énergie étudiée est une batterie d'accumulateur, qui a pour but de fournir l'énergie électrique (éventuellement de récupérer en cas de freinage). La nature de la source d'énergie est de type continu. La batterie est constituée de l'association série et/ou parallèle de cellules élémentaires. La gestion de l'énergie au sein du système prend ici une importance particulière. Le cas du véhicule électrique introduit l'énergie embarquée comme contrainte d'optimisation. Connaissance de l'état de charge d'une cellule est donc un élément déterminant par rapport au comportement du système complet. Cette grandeur spécifie en effet le « niveau » du réservoir d'énergie que constitue la batterie, quantité qu'il faut être capable d'évaluer pour vérifier si le véhicule peut assurer sa mission. On rencontre dans la littérature [Bur-07][Hay-98] plusieurs modèles de complexités différentes où les éléments du circuit électrique équivalent dépendent de l'état de charge de la batterie et de la température de fonctionnement. Afin de simplifier le modèle de la source d'énergie, la batterie sera modélisée dans notre travail par une simple source de tension continue.

1.4.3 Modélisation du convertisseur d'énergie électrique

Les onduleurs triphasés sont utilisés dans la chaîne de traction pour gérer les échanges énergétiques entre la source d'énergie et le moteur de traction qui est de type alternatif.

Le schéma de principe du circuit de puissance est représenté à la Figure 1.9. Chaque bras se compose de deux IGBT et de ses diodes antiparallèles. Les deux IGBT dans chaque bras sont commandés de telle manière que lorsque l'un d'eux est bloqué, l'autre est passant ne soient jamais bloqués en même temps, pour que le courant de sortie s'écoulera sans interruption dans la charge.

Pour la modélisation de l'onduleur, on a opté à une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé (1) et ouvert (0) [Sek-13][Har-08].

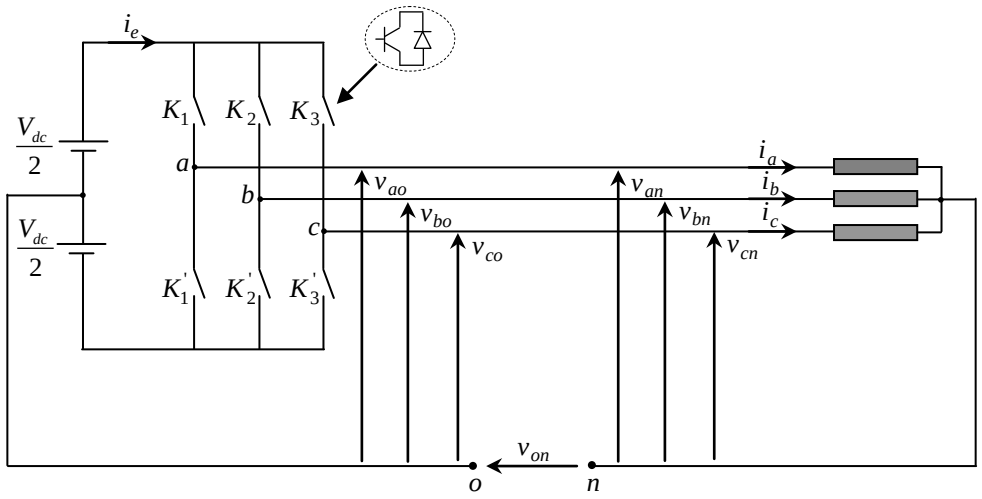


Figure 1.9 : *Schéma de principe de l'onduleur de tension*

Les tensions aux bornes des trois phases sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \tag{1.19}$$

Les tensions fournies par les demi–ponts sont:

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & si \quad K_i : fermé \\ -\frac{V_{dc}}{2} & si \quad K_i' : fermé \end{cases} \qquad avec: \quad i = a,b,c \tag{1.20}$$

Les tensions aux bornes de la machine en fonction des états des interrupteurs sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{1.21}$$

Où S_i est l'état de l'interrupteur K_i :

- $S_i = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert ;
- $S_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé ;

1.4.4 Commande du moteur électrique

Le contrôle d'un véhicule électrique s'effectue par la commande de sa chaîne de traction, qui se traduit à son tour par la commande de ces moteurs de traction. Des techniques de contrôle avancés sont développées ces dernières années (contrôle vectoriel, contrôle direct de couple (DTC),…) permettent de répondre à certaines contraintes, imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sévères sur le couples [Har-08] [Har-10] [Sek-13] [Say-18].

La commande directe de couple possède de nombreux avantages tel que : la réponse rapide du couple, la simplification de commande et le temps de traitement modéré comparée à la commande vectorielle grâce l'élimination de la modulation de largeur d'impulsion, l'insensibilité aux variations paramétriques à l'exception de la résistance statorique. La stratégie de contrôle DTC est actuellement reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine du contrôle des machines à courants alternatifs [Dra-12][Jia-08]. Une stratégie de type contrôle DTC sera abordé dans le cadre de ce travail, elle est caractérisée par un bon découplage du flux par rapport au couple, mais dépend moins de variations des paramètres de la machine.

1.4.5 Modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction

Le caractère non linéaire du contact roue/sol est un phénomene affectant la transmission de puissance et pénéralisant dans une chaîne de traction électrique, Figure 1.10. Il est très difficile de modéliser la partie mécanique. Le système est très complexe (réducteur, interaction entre roue-sol). En plus, la charge est mal connue (pénétration dans l'air). La modélisation qu'on entrain de développée repose sur la chaîne cinématique (charge véhicule).

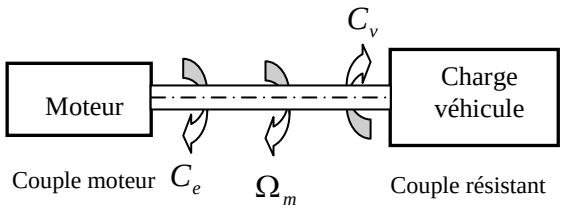


Figure 1.10 : *Structure de la chaîne cinématique.*

Vu de l'arbre conduisant à la roue, la charge véhicule se caractérise par un certain nombre de couples pour la plupart résistants [Mul-94] [Har-03], l'un d'entre eux pouvant être moteur dans certaines circonstances (couple inertiel).

- le couple lié à l'inertie du véhicule
- le couple aérodynamique : c'est le couple qui correspond à la résistance à la pénétration dans l'air
- le couple lié à la pente : il est lié au poids du véhicule
- le couple de résistance au roulement, c'est le couple qui correspond à la résistance à la déformation du pneu.

Le schéma électrique équivalent de cette charge est donné en Figure 1.11.

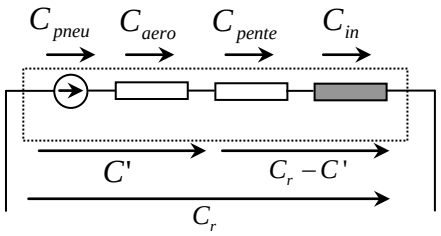


Figure 1.11 : *Schéma électrique équivalent de la charge véhicule*

▪ ***Le couple inertiel*** C_{in} ***lié à l'inertie du véhicule***

Le couple inertiel est lié à la masse du véhicule, il est défini par la relation:

$$C_{in} = J_v \frac{d\omega_r}{dt} \tag{1.22}$$

Le moment d'inertie du véhicule se calculant par l'expression:

$$J_v = M_v R_\omega^2 \tag{1.23}$$

▪ ***Le couple aérodynamique*** C_{aero}

La force de frottement due à la pénétration dans l'air s'exprime de la manière suivante:

$$F_{aero} = \frac{1}{2}\rho S C_{px} v_h^2 \tag{1.24}$$

On obtient le couple correspondant en multipliant par le bras de levier qui n'est autre que le rayon de la roue:

$$C_{aero} = \frac{1}{2}\rho S C_{px} R_\omega^3 \omega_r^2 \tag{1.25}$$

Avec : ω_r la vitesse angulaire des roues

En posant :

$$k_{aero} = \frac{1}{2} p S C_{px} R_\omega^3 \tag{1.26}$$

On obtient finalement le couple aérodynamique :

$$C_{aero} = k_{aero} . \omega_r^2 \tag{1.27}$$

▪ ***Le couple lié à la pente***

La composante du poids de la voiture entrant en compte dans le bilan mécanique (composante tangentielle) s'écrit:

$$F_{pente} = M_v g \sin\alpha \tag{1.28}$$

Le couple résistant correspondant s'écrit :

$$C_{pente} = M_v g \sin\alpha R_\omega \tag{1.29}$$

▪ ***Le couple de résistance au roulement*** C_{roul}

Ce couple est celui qui correspond la déformation du pneu. C'est par exemple lui qui empêche une voiture au point mort d'avancer sur un plan très faiblement incliné. La force maximale qui peut être opposé au mouvement par le pneu a pour expression:

$$F_{\max} = M_v g.f_r \tag{1.30}$$

Le coefficient de résistance au roulement dépend du pneu utilisé ainsi que du revêtement de la route. On en déduit le couple maximale correspondant:

$$C_{\max} = M_v g.f_r R_\omega \tag{1.31}$$

On trouve expérimentalement que le couple de résistance au roulement effectif est défini par rapport à ce couple maximum de la manière suivante :

- Si la vitesse est strictement positive, alors $C_{roul} = C_{\max}$
- Si la vitesse est strictement négative, alors $C_{roul} = -C_{\max}$
- Si la vitesse est nulle, alors le problème se divise en trois sous - cas impliquant les autres couples qui s'appliquent sur le véhicule:
  - Si $C_r - C' \succ C_{\max}$ alors $C_{roul} = C_{\max}$
  - Si $C_r - C' \prec C_{\max}$ alors $C_{roul} = -C_{\max}$
  - Sinon $C_{roul} = C_r - C'$

La Figure 1.12 résume la définition du couple de résistance au roulement.

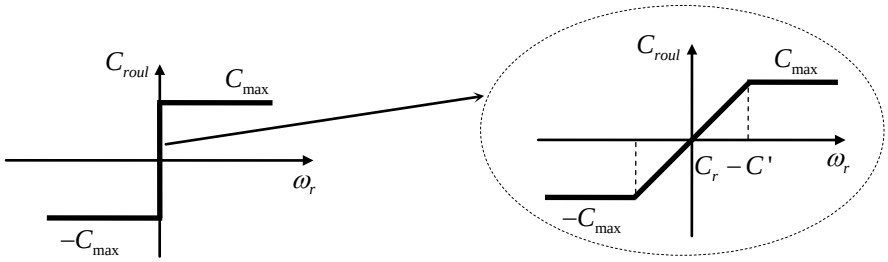


Figure 1.12 : *La définition du couple de résistance au roulement*

On obtient finalement le couple résistant total :

$$C_r = C_{pente} + C_{roul} + C_{aero} \tag{1.32}$$

La Figure 2.13 représente les couples résistants à l'avancement du véhicule sur une voie horizontale.

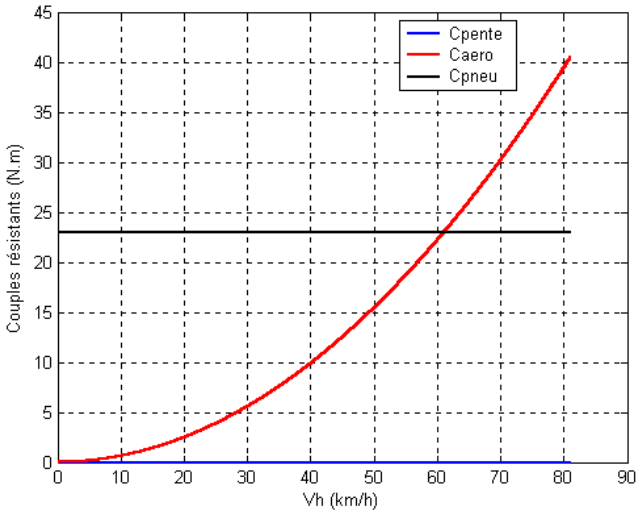


Figure 1.13 : *Couples résistants à l'avancement du véhicule sur une voie horizontale.*

1.5 Conclusion

Dans cette première partie, nous avons rappelé quelques généralités sur la traction électrique. Le véhicule électrique est présenté brièvement. L'action a été mise sur une description et principe de fonctionnement de la chaîne de traction électrique. Ensuite, nous avons procédé à la modélisation individuelle des éléments constitutifs de la chaîne de traction. Nous abordons d'abord le problème de la motorisation de la chaîne de traction électrique. Seule la modèlisation de la motorisation synchrone

spécifique à notre travail de thèse a été détaillée. Le convertisseur d'énergie, qui constitue l'un des éléments fondamentaux du véhicule électrique, a été modélisé par une matrice de connexion de la machine avec la source d'énergie. Parmis les trois voies technologiques possibles de source d'énergie pour propulser un véhicule électrique, notre choix c'est porté sur une batterie d'accumulateur de type Lithium-Ion. Enfin, nous avons présenté la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction. La charge véhicule se caractérise par un certain nombre de couples résistants, à savoir : le couple lié à l'inertie du véhicule, le couple aerodynamique, le couple lié à la pente et le couple de résistance au roulement.

La modélisation de la chaîne de traction nous permettra de mettre en œuvre certaines commandes, dont l'une est la commande directe du couple qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre 2

Commande directe de couple appliquée à la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone

2.1 Introduction

L'objectif du chapitre précédent était de présenter et modéliser la chaîne de traction électrique à propulsion synchrone. Dans ce chapitre, nous allons étudier une commande en couple (DTC), afin de connaître en simulation ses performances sur un motopropulseur synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur triphasé NPC à 3 niveaux, utilisés dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique (VE).

La commande directe de couple (DTC) était une alternative aux méthodes classiques de contrôle par modulation de largeur d'impulsion (PWM) et à la commande par orientation du flux rotorique (FOC) [Tak-86, Dep-88, Abe-93, Lud-95, Giz-97, Zho-99, Vyn-06, Say-18]. Elle a été appliquée initialement à la commande des machines asynchrones [Vas-04]. Elle possède de nombreux avantages tel que : la réponse rapide du couple, la simplification de la commande et le temps de traitement modéré comparée à la commande vectorielle grâce à l'élimination de la modulation de largeur d'impulsion et l'insensibilité aux variations paramétriques à l'exception de la résistance statorique.

Dans la méthode de commande DTC, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur tension généré par le convertisseur d'alimentation [Vyn-06, Zho-99]. Dans notre étude, on s'intéresse à la commande DTC du motopropulseur SAP alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux. Nous allons présenter tout d'abord la structure et la modélisation de l'onduleur NPC à trois niveaux. Ensuite, nous présentons la modélisation de la commande directe du couple par ces relations fondamentales à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique. On développera ensuite, l'estimation des deux grandeurs de commande (couple-flux) ainsi que les comparateurs à hystérésis associés. Afin d'améliorer la commande DTC utilisée dans des travaux de thèses antérieures, nous avons proposé une nouvelle table de commutation pour sélectionner le vecteur tension optimale qui va maintenir le flux et le couple à l'intérieur de leurs bandes d'hystéresis.

2.2 Présentation et modélisation de l'onduleur de traction

2.2.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisé est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche, Figure 2.1 [Lee-11] [Wan-14] [Ye-14].

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue V_{dc} . A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ($V_{dc}/2$). Étant connectés entre eux en un point neutre noté o. Ces dernier sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ($C_1 = C_2$ c'est-à-dire $V_{dc1} = V_{dc2}$). Le point "o" est connecté avec les deux diodes médianes (X1, X2). La Figure 2.1 fournit une représentation schématique de cet onduleur. La chute de tension aux bornes des semi conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts [Lee-11] [Zhan-10].

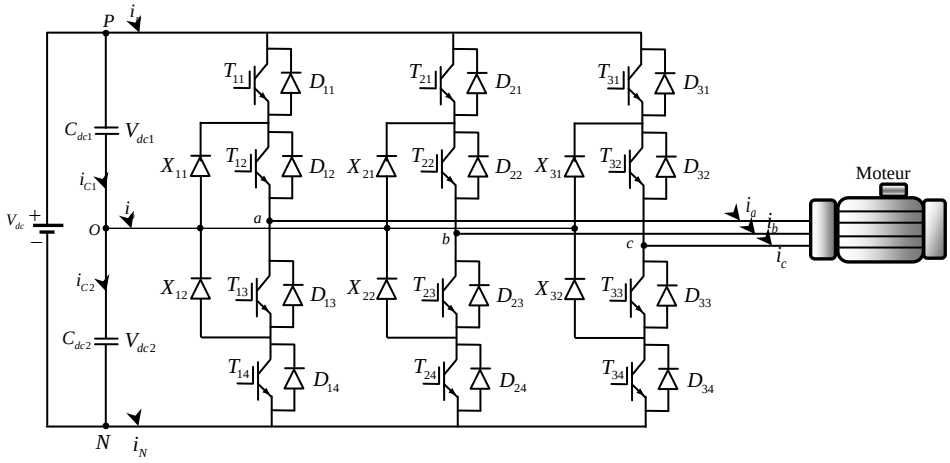


Figure 2.1: *Schéma d'un onduleur triphasé à trois niveaux de structure NPC*

2.2.2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

Pour décrire le principe de fonctionnement d'un onduleur à trois niveaux, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la Figure 2.2. Lorsque la source de tension continue est génératrice et la source alternative est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie

s'effectue de la source alternative vers la source de tension continue, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant [Zhan-10] [Lee-11] [Wan-14] [Ye-14].

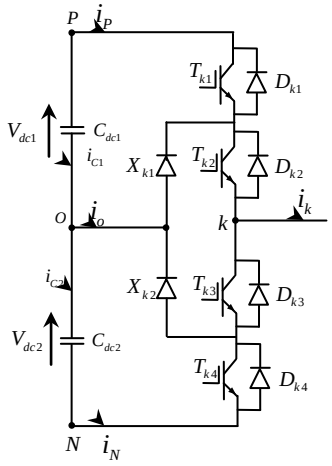


Figure 2.2 : *Bras de l'onduleur à trois niveaux*

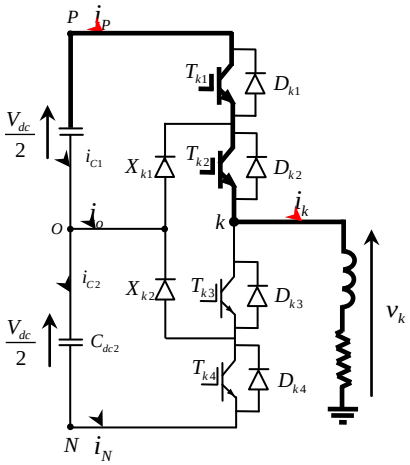
Il faut déterminer les valeurs que peuvent prendre les tensions simples V_{ao}, V_{bo} et V_{co} entre les bornes a, b, c de la charge et le point neutre. Cette tension est entièrement définie par l'état 0 ou 1 des quatre interrupteurs $T_{k1}, T_{k2}, T_{k3}, T_{k4}$ du bras tel que $k = 1, 2, 3$. Sur les 2^4= 16 séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, donc elles sont à éviter. En effet, elles provoquent : Soient des court-circuits des sources de tension continue [Lee-11] [Wan-14] [Ye-14]

- court-circuit dc avec les séquences [1111], [1101], [1011] et [1001] ;
- court-circuit dc avec les séquences [1110], [1000] et [1010] ;
- court-circuit dc avec les séquences [0111], [0001] et [0101] ;
- soient la déconnexion de la source de courant alternatif pour la séquence [0000] ;
- soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la source de courant alternatif au point O pour les séquences [0100] et [0010] ;

Les trois configurations du bras du convertisseur correspondant aux trois séquences fonctionnelles c'est le même dans le cas d'une utilisation de cette structure en Onduleur, les niveaux de tensions en sortie réalisables sont dans le tableau suivant **:**

Etats de commutateurs	Tension de sortie	Interrupteurs rendus passants	Sens de courant	Le courant circule dans
P	$+V_{dc}/2$	T_{k1} et T_{k2}	$i_P < 0$	D_{k1} et D_{k2}
			$i_P > 0$	T_{k1} et T_{k2}
O	0	T_{k2} et T_{k3}	$i_O < 0$	T_{k3} et X_{k2}
			$i_O > 0$	T_{k2} et X_{k1}
N	$-V_{dc}/2$	T_{k3} et T_{k4}	$i_N < 0$	T_{k3} et T_{k4}
			$i_N > 0$	D_{k3} et D_{k4}

Tableau 2.1: *Réalisation des différents niveaux pour l'onduleur NPC 3 niveaux*

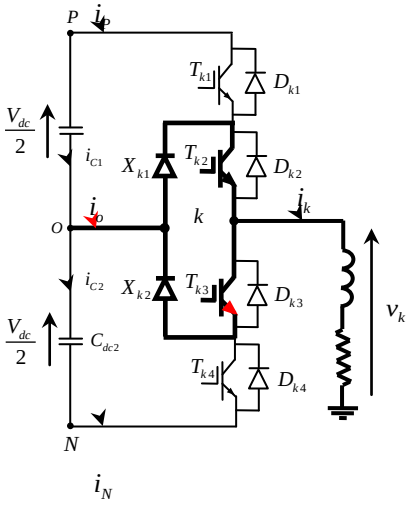


• **Séquences 1** : " *Génération du niveau maximum*"

Dans ce cas, les interrupteurs (T_{k1}, T_{k2}) sont passants et (T_{k3}, T_{k4}) sont bloqués comme le montre la Figure ci-contre.

La tension de sortie $V_{ao} = V_{dc}/2$.

La tension appliquée aux interrupteurs T_{k3} et T_{k4} vaut: $V_{dc}/2$

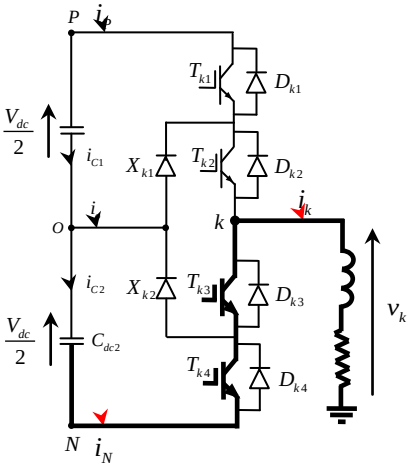


• **Séquences 2** : " *Génération du niveau intermédiaire* "

Les interrupteurs (T_{k2}, T_{k3}) sont passants et (T_{k1}, T_{k4}) sont bloqués, dans ce cas le point a est relié directement au point O à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure ci-contre.

La tension de sortie $V_{ao} = 0$.

La tension appliquée aux interrupteurs (T_{k1}, T_{k4}) vaut: $+V_{dc}/2$.



• **Séquences 3** : " *Génération du niveau minimum* "

Dans ce cas, les interrupteurs (T_{k1}, T_{k2}) sont bloqués et (T_{k3}, T_{k4}) sont passants comme le montre la figure ci-contre.

La tension de sortie $V_{ao} = -V_{dc}/2$.

La tension appliquée aux interrupteurs (T_{k1}, T_{k2}) vaut : $+V_{dc}/2$

Figure 2.3 : *Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trios niveaux.*

Les interrupteurs T_{X1} et T_{X3} (respectivement T_{X2}, T_{X4}) sont commandés de manière complémentaire Durant la moitié de la période de modulation T_{mod}, tous les interrupteurs ne sont pas

actifs pendant la totalité de la période de modulation , deux interrupteurs sur quatre sont dans un état bloqué :

- Si le signal modulant est positive, alors l'interrupteur T_{X2} est toujours passant et T_{X4} bloqué. Si T_{X1} est amorcé alors l'interrupteur T_{X3} doit être bloqué, la tension en sortie est alors V_{dc1}. Au contraire si T_{X1} est à l'état OFF et T_{X3} est ON, la tension de sortie est égale à 0 V.

- De même si le signal modulant est négatif, les interrupteurs figés sont à l'état bloqué T_{X1} et T_{X3} à l'état passant. Si T_{X2} est amorcé et T_{X4} bloqué alors la tension de sortie est fixée 0 V et si T_{X2} est à l'état OFF et T_{X4} est ON, la tension de sortie est égale à $-V_{dc2}$.

2.2.3 Commande complémentaire

Pour un onduleur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et pour éviter le court circuit des sources de tension due à la conduction de plusieurs interrrupteurs. On définit des commandes complémentaires, qui doivent être appliquées sur un bras du onduleur.

$$\begin{cases} B_{X2} = \overline{B_{X1}} \\ B_{X2} = \overline{B_{X4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{X2} = \overline{B_{X3}} \\ B_{X1} = \overline{B_{X4}} \end{cases}, \quad \begin{cases} B_{X2} = \overline{B_{X4}} \\ B_{X1} = \overline{B_{X3}} \end{cases} \tag{2.1}$$

Ou : B_{XS} étant le signal de commande du transistor T_{XS} du bras X.

Parmi ces commandes et celle qui nous permet d'avoir les trois tensions $(V_{dc1}, 0, -V_{dc2})$ on adoptera la commande complémentaire optimale suivante :

$$\begin{cases} B_{X1} = \overline{B_{X3}} \\ B_{X2} = \overline{B_{X4}} \end{cases} \tag{2.2}$$

Cette commande complémentaire permet de nous donner les cas d'excitation suivants :

B_{X1}	B_{X2}	B_{X3}	B_{X4}	V_X
1	1	0	0	V_{dc1}
0	1	0	1	*inconnue*
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc2}$

Tableau 2.2 : Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources avec les interrupteurs, conduit aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire, les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui impose directement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée. Chacune de ces paires forme une cellule de commutation. Cette nouvelle cellule de commutation peut alors être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom onduleur à cellules imbriquées [Wan-14] [Ye-14] [Had-18].

La fonction de connexion F_{XS} traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur du bras X est définit par :

$$F_{XS} = \begin{cases} 1 & si \quad T_{XS}, D_{XS} : on \\ 0 & si \quad T_{XS}, D_{XS} : off \end{cases} \tag{2.3}$$

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras X, on obtient :

$$\begin{matrix} B_{X2} = \overline{B_{X4}} \\ B_{X1} = \overline{B_{X3}} \end{matrix} \quad \Rightarrow \begin{cases} F_{X2} = 1 - F_{X4} \\ F_{X1} = 1 - F_{X3} \end{cases} \tag{2.4}$$

Alors, la commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{13} \\ F_{12} = 1 - F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{23} \\ F_{22} = 1 - F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{33} \\ F_{32} = 1 - F_{34} \end{cases} \tag{2.5}$$

On définit en plus pour l'onduleur à trois niveaux, une fonction de connexion des demi-bras, qu'on note F_{X1}^{b} comme suit :

$$\begin{cases} F_{X1}^{b} = F_{X1}.F_{X2} \\ F_{X0}^{b} = F_{X3}.F_{X4} \end{cases} \tag{2.6}$$

F_{X1}^{b} est associée au demi-bas du haut (la paire (T_{X1}, T_{X2}) et F_{X0}^{b} est associée au demi-bas du bas la paire (T_{X3}, T_{X4}).

Le système d'équation (2.6) montre que la fonction de connexion des demi-bras F_{Xm}^{b} vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs associés au demi-bras F_{Xm}^{b} sont tous fermés et ils sont nulles dans tous les autres cas.

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie. On désigne par (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}), les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge, les tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu n de l'alimentation continue de l'onduleur. Les potentiels des noeuds a, b, c de l'onduleur triphasée à trois niveaux, avec $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$ s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}.F_{12}V_{dc1} - F_{13}.F_{14}V_{dc2} = \left(F_{11}.F_{12} - F_{13}.F_{14}\right)V_{dc}/2 \\ V_{bn} = F_{21}.F_{22}V_{dc1} - F_{23}.F_{24}V_{dc2} = \left(F_{21}.F_{22} - F_{23}.F_{24}\right)V_{dc}/2 \\ V_{cn} = F_{31}.F_{32}V_{dc1} - F_{33}.F_{34}V_{dc2} = \left(F_{31}.F_{32} - F_{33}.F_{34}\right)V_{dc}/2 \end{cases} \tag{2.7}$$

On constat d'après le système (2.7) que l'onduleur de tension trios niveaux est équivalent à deux niveaux en série.les fonction de connexion des demi bras sont données par:

$$\begin{cases} F_{11}^{b} = F_{11}.F_{12} \\ F_{10}^{b} = F_{13}.F_{14} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{21}^{b} = F_{21}.F_{22} \\ F_{20}^{b} = F_{23}.F_{24} \end{cases}, \quad \begin{cases} F_{31}^{b} = F_{31}.F_{32} \\ F_{30}^{b} = F_{33}.F_{34} \end{cases} \tag{2.8}$$

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans les tensions d'entrée, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^{b}.V_{dc1} - F_{10}^{b}.V_{dc2} \\ V_{bn} = F_{21}^{b}.V_{dc1} - F_{20}^{b}.V_{dc2} \\ V_{cn} = F_{31}^{b}.V_{dc1} - F_{30}^{b}.V_{dc2} \end{cases} \tag{2.9}$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = .V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})V_{dc1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})V_{dc2} \\ V_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})V_{dc1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})V_{dc2} \\ V_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})V_{dc1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})V_{dc2} \end{cases} \tag{2.10}$$

Les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \dfrac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b = \dfrac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c = \dfrac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \tag{2.11}$$

Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bas, on obtient les tensions composées:

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{20}^{b} \\ F_{30}^{b} \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \tag{2.12}$$

Les tensions simples de sortie sont présentes comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{20}^{b} \\ F_{30}^{b} \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \tag{2.13}$$

Dans le cas ou ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^{b} - F_{10}^{b} \\ F_{21}^{b} - F_{20}^{b} \\ F_{31}^{b} - F_{30}^{b} \end{bmatrix} V_{dc} \tag{2.14}$$

Ou par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \tag{2.15}$$

La détermination des états de commutation peuvent être déterminés par les relations (2.16) et le tableau 3.3.

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30c}^b \end{bmatrix} \tag{2.16}$$

Où $S_k = F_{k1}^b - F_{k0}^b = F_{k1}.F_{k2} - F_{k3}.F_{k4}$ avec $k = 1,2,3$

F_{k1}	F_{k2}	F_{k1}^b		F_{k3}	F_{k4}	F_{k0}^b		F_{k1}^b	F_{k0}^b	S_k	
0	0	0		0	0	0		0	0	0	O
0	1	0		0	1	0		0	1	-1	N
1	0	0		1	0	0		1	0	1	P
1	1	1		1	1	1		1	1	0	O

Tableau 2.3 Etat de commutation pour chaque bras

2.3 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal

Chaque bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux est composée de quatre commutateurs à trois états de commutation qui peuvent être représentés par P, O, N listés dans le Tableau 2.3. Le circuit principal du convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est schématisé par la Figure 2.4 dont les quatre interrupteurs de chaque bras sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif P, zéro O et négatif N. [Had-18] [Zha-10]

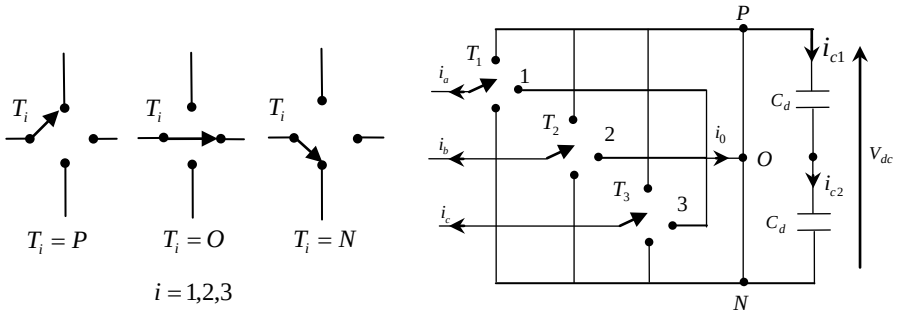


Figure 2.4 Topologie de commutation d'un onduleur NPC à trois niveaux.

D'après ce qui précède, nous comprenons alors qu'il existe 27 vecteurs de tension de référence Chacun de ces vecteurs corresponds à une combinaison de l'état des interrupteurs dans le diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux dont chacun peut être représenté sous la forme vectorielle suivante comme vecteur de référence [Lee-11] [Wan-14] [Ye-14]:

$$V_s = V_{an}e^{j0} + V_{bn}e^{-j2\pi/3} + V_{cn}e^{-j4\pi/3} \tag{2.17}$$

Conformément au principe de transformation du triphasé au biphasé, les trois vecteurs de tensions de référence (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) peuvent être transformés en (V_α, V_β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \tag{2.18}$$

Suivant les états de l'onduleur, le vecteur V_s peut prendre plusieurs positions dans le plan (α, β), qui sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la Figure 2.5 [Lee-11] [Wan-14] [Ye-14] [Had-18].

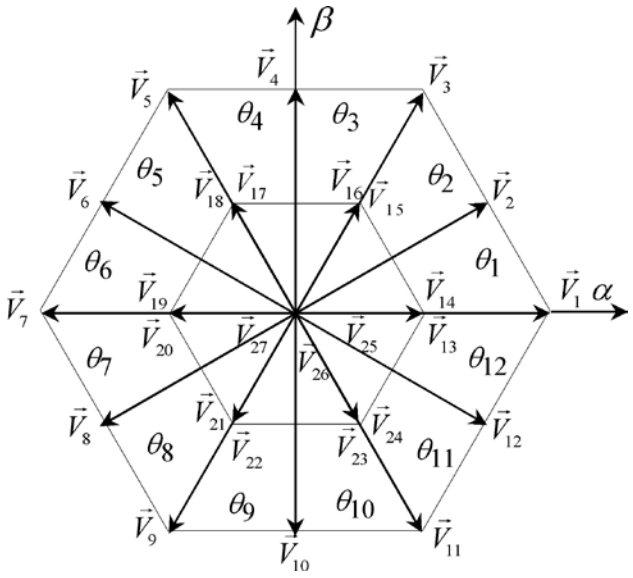


Figure 2.5 Diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux

Dans le repère (α, β), le vecteur V_s s'écrit :

$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$;

L'amplitude du vecteur V_s est donnée par :

$$V_s = \sqrt{{V_{s\alpha}}^2 + {V_{s\beta}}^2} \tag{2.19}$$

et sa position θ est donné par :

$$\theta = \arctan \frac{V_{s\beta}}{V_{s\beta}} \tag{2.20}$$

$\vec{V_s}$	S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\lvert V_s\rvert \angle\theta$	
$\vec{V_{13}}$	0	-1	-1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{0}$	**Les vecteurs petits positifs**
$\vec{V_{15}}$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{\pi}{3}}$	
$\vec{V_{17}}$	-1	0	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{2\pi}{3}}$	
$\vec{V_{19}}$	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\pi}$	
$\vec{V_{21}}$	-1	-1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{4\pi}{3}}$	
$\vec{V_{23}}$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{5\pi}{3}}$	
$\vec{V_{14}}$	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{0}$	**Les vecteurs petits négatifs**
$\vec{V_{16}}$	0	0	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{\pi}{3}}$	
$\vec{V_{18}}$	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{2\pi}{3}}$	
$\vec{V_{20}}$	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\pi}$	
$\vec{V_{22}}$	0	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{4}\right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{4\pi}{3}}$	
$\vec{V_{24}}$	0	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3}ej^{\frac{5\pi}{3}}$	
$\vec{V_2}$	1	0	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{\pi}{6}}$	**Les vecteurs moyens**
$\vec{V_4}$	0	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{\pi}{2}}$	
$\vec{V_6}$	-1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3V_{dc}}{4}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3V_{dc}}{4}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{5\pi}{6}}$	
$\vec{V_8}$	-1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{7\pi}{6}}$	
$\vec{V_{10}}$	0	-1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{3\pi}{2}}$	
$\vec{V_{12}}$	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3}ej^{\frac{11\pi}{6}}$	

$\vec{V}_1$	1	-1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j0}$	**Les vecteurs grands**
$\vec{V}_3$	1	1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$	
$\vec{V}_5$	-1	1	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
$\vec{V}_7$	-1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j\pi}$	
$\vec{V}_9$	-1	-1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{V_{dc}}{2}\right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
$\vec{V}_{11}$	1	-1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	

Tableau 2.4 Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états possible de l'onduleur NPC à 3 niveaux

La combinaison des états des interrupteurs des 3 bras engendrent 27 vecteurs de tension dans le plan $(\alpha\beta)$ dont 24 sont actifs et 3 sont nuls. Les 24 vecteurs actifs sont scindés en trois catégories selon leur longueur : grande, moyenne et petite, Les 19 vecteurs de tension sont divisés en quatre groupes selon leurs amplitudes montrées dans le Tableau 2.5 :

- **Vecteur Nul :** le vecteur de tension de ce groupe est d'amplitude nulle. Il est obtenu par trois états de commutation différents ;
- **Vecteur Petit :** ces vecteurs peuvent être obtenus par deux états de commutation différents classifiés selon le type N ou le type P. Leur expression est donnée comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\frac{k\pi}{3}} \qquad \text{avec } k \in \{0,...,3\} \tag{2.21}$$

- **Vecteur Moyen :** Ces vecteurs sont obtenus par la combinaison des états P, O et N, leur expression est donnée comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}e^{j\left(\frac{k\pi}{3}+\frac{\pi}{6}\right)} \quad \text{avec : } k \in \{0,...,3\} \tag{2.22}$$

- **Vecteur Grand :** leur expression est donnée comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{k\pi}{3}} \qquad \text{avec : } k \in \{0,...,3\} \tag{2.23}$$

Vecteur	Etat des commutateurs	**Le courant** i_0	Classification du vecteur	Amplitude du vecteur
$\vec{V}_{25}$	*PPP*	$i_0 = 0$	**Vecteur Nul (VN)**	0
$\vec{V}_{26}$	*OOO*			
$\vec{V}_{27}$	*NNN*			
$\vec{V}_{14}$	*POO*	$i_0 = -i_a$	**Vecteur Petit (VP) : • type P (VPP)**	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_{15}$	*PPO*	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{18}$	*OPO*	$i_0 = -i_b$		
$\vec{V}_{19}$	*OPP*	$i_0 = i_a$		
$\vec{V}_{22}$	*OOP*	$i_0 = -i_c$		
$\vec{V}_{23}$	*POP*	$i_0 = i_b$		
$\vec{V}_{13}$	*ONN*	$i_0 = i_a$	**Vecteur Petit (VP) : • type N (VPN)**	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_{16}$	*OON*	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{17}$	*NON*	$i_0 = i_b$		
$\vec{V}_{20}$	*NOO*	$i_0 = -i_a$		
$\vec{V}_{21}$	*NNO*	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{24}$	*ONO*	$i_0 = -i_b$		
$\vec{V}_{2}$	*PON*	$i_0 = i_b$	**Vecteur Moyen (VM)**	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_{4}$	*OPN*	$i_0 = i_a$		
$\vec{V}_{6}$	*NPO*	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{8}$	*NOP*	$i_0 = i_b$		
$\vec{V}_{10}$	*ONP*	$i_0 = i_a$		
$\vec{V}_{12}$	*PNO*	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{1}$	*PNN*		**Vecteur Grand (VG)**	$\frac{2}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_{3}$	*PPN*			
$\vec{V}_{5}$	*NPN*			
$\vec{V}_{7}$	*NPP*			
$\vec{V}_{9}$	*NNP*			
$\vec{V}_{11}$	*PNP*			

Tableau 2.5 Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants

2.4 Principe de la commande directe du couple

La Figure 2.6 montre le schéma bloc de la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de structure NPC. La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de commande généré par le régulateur de vitesse. Les erreurs du flux et du couple obtenues sont utilisées par deux comparateurs à hystérésis. Les valeurs de sorties correspondantes ainsi que le numéro du secteur de position du flux statorique sont utilisées pour sélectionner le vecteur tension approprié (parmis les 27 vecteurs délivrés par l'onduleur) à partir d'une table de sélection afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur NPC à trois niveaux.

Le principe de la commande directe du couple est de sélectionner l'un des vingt-sept (27) vecteurs tensions générés par les différentes configurations possibles des interrupteurs de l'onduleur NPC à trois niveaux afin de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de deux bandes à hystérésis. Une application adéquate de ce principe permet un découplage du contrôle entre le flux et le couple sans besoin à une modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour la génération des impulsions de commande des interrupteurs de l'onduleur NPC [Car-00][Har-07][Jia-08][Har-08][Har-10][Dra-12][Aou-19a][Aou-19d][Sek-13][Nin-18].

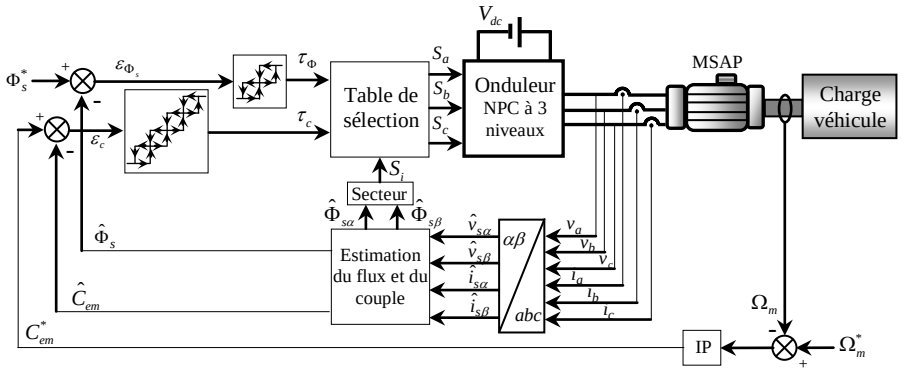


Figure 2.6 : *Schéma bloc de la commande directe du couple du motopropulseur SAP avec régulation de vitesse*

2.4.1 Contrôle du flux statorique du motopropulseur SAP

En rappelant que le flux statorique de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (α, β), peut être décrit en fonction du vecteur tension statorique sous la forme [Mil-06] [Har-07] [Har-08]:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \right) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \right) dt \end{cases} \tag{2.24}$$

La méthode d'intégration numérique des rectangles permet d'obtenir une expression de l'échantillon ($k+1$) du flux statorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(k+1) = \Phi_{s\alpha}(k) + \left(v_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k)\right) T_e \\ \Phi_{s\beta}(k+1) = \Phi_{s\beta}(k) + \left(v_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k)\right) T_e \end{cases} \tag{2.25}$$

Avec T_e est la période d'échantillonnage. L'expression vectorielle du flux statorique peut être donnée par:

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + \left(\vec{V}_s(k) - R_s \vec{I}_s(k)\right) T_e \tag{2.26}$$

Si on néglige le terme résistif ($R_s \vec{I}_s$), l'équation du flux peut s'écrire :

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s(k) T_e \tag{2.27}$$

La relation (2.27) montre que si on applique à la machine MSAP un vecteur tension constant non nul, l'extrémité du vecteur flux $\vec{\Phi}_s$ se déplace dans la direction du vecteur tension statorique $\vec{V}_s$. On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$ se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension $\vec{V}_s$ imposé par l'onduleur NPC à la machine, Figure 2.7 [Mil-06] [Har-07] [Har-08] [Sek-13].

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur NPC. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique, Figure 2.7. Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de durée la période d'échantillonnage T_e, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante.

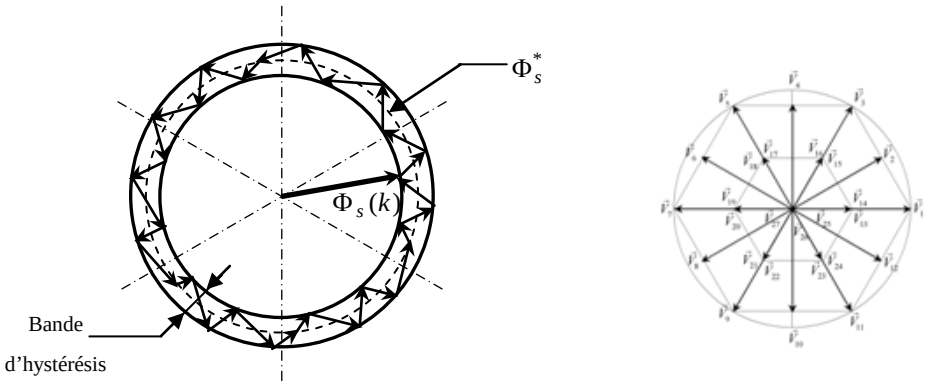


Figure 2.7 : Trajectoire circulaire du flux statorique de la machine

2.4.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine MSAP

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [Zha-06] [Har-07] [Sek-13]:

$$C_{em} = K_c \Phi_s \Phi_r \sin(\gamma) \tag{2.28}$$

Où γ est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la Figure 2.8, on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraire. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

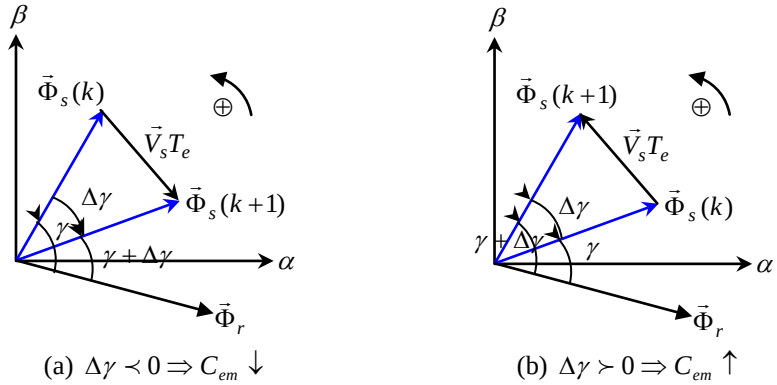


Figure 2.8 : *Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué*

2.4.3 Estimation du flux statorique

a. Estimation de l'amplitude du vecteur flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$:

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \tag{2.29}$$

où $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (2.24) qui nécessite la connaissance du vecteur courant statorique $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et du vecteur tension statorique $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$. En effet, Les composantes des vecteurs statorique courant et tension sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées correspondantes.

b. Estimation de la position du vecteur flux statorique

Dans la commande directe du couple, pour faire le choix du vecteur tension optimale à appliquer à la machine MSAP, il est indispensable de déterminer le secteur dans lequel évolue le vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$, Figure 2.9. On propose une analyse qui permet de déterminer le secteur dans lequel évolue le vecteur flux statorique, en fonction de ces deux composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

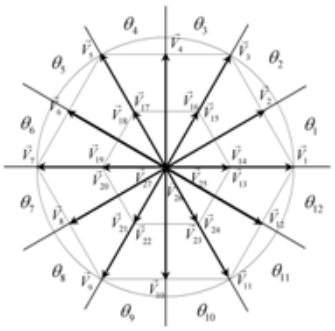


Figure 2.9 : Partage du cercle trigonométrique en douze secteurs

2.4.4 Comparateurs à hystérésis

a. Comparateur à hystérésis du flux statorique

Le comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module flux est un comparateur à trois (03) niveaux, Figure 2.8 [Har-10] [Sek-13]. L'erreur du flux se situe dans les trois intervalles associés qui sont fixés par les contraintes:

$$\begin{cases} \varepsilon_\Phi < \Delta\Phi \\ -\Delta\Phi < \varepsilon_\Phi < \Delta\Phi \\ \varepsilon_\Phi > \Delta\Phi \end{cases} \tag{2.30}$$

Le niveau du flux statorique approprié est limité entre $-\Delta\Phi$ et $\Delta\Phi$ et contrôlé par un comparateur à hystérésis à trois (03) niveaux, Figure 2.10. Le signal de sortie du comparateur de flux τ_Φ est obtenu en fonction de l'erreur de flux, comme :

$$\begin{cases} \tau_\Phi = 1 \\ \tau_\Phi = 0 \\ \tau_\Phi = -1 \end{cases} \tag{2.31}$$

b. Comparateur à hystérésis du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques. Par conséquent, des performances élevées pour le contrôle du couple sont requises. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple cinq régions définies par les contraintes suivantes:

$$\begin{cases} \varepsilon_T < \Delta_{T\min 2} \\ \varepsilon_{T\min 2} < \varepsilon_T < \varepsilon_{T\min 1} \\ \varepsilon_{T\max 1} < \varepsilon_T < \varepsilon_{T\max 2} \\ \varepsilon_T > \Delta_{T\max 2} \end{cases} \tag{2.32}$$

Le contrôle du couple est ensuite effectué par un comparateur à hystérésis à cinq niveaux ou deux bandes supérieures ($\Delta_{T\max 1}, \Delta_{T\max 2}$) et deux bandes inférieures $\Delta_{T\min 1}, \Delta_{T\min 2}$ comme illustré par la Figure 2.11.

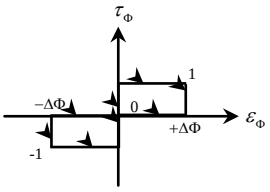


Figure 2.10 : *Comparateur de flux à 03 niveaux*

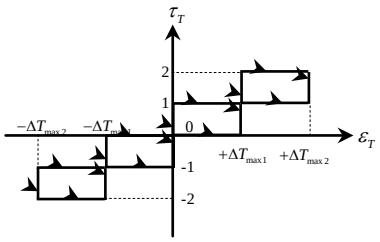


Figure 2.11 : *Comparateur du couple à 05 niveaux*

2.3.5 Table de sélection du vecteur tension

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine alimenté par un onduleur de tension à 3 niveaux de structure NPC, nous devons développer une table de sélection optimisant les possibilités de l'onduleur afin de fournir les commandes nécessaires pour augmenter ou diminuer le flux et le couple électromagnétique en choisissant les vecteurs de tension statorique à appliquer. Le Tableau 2.6 illustre la table de sélection DTC d'une MSAP pilotée par un onduleur NPC à trois niveaux à correcteur du flux à trois niveaux et correcteur de couple à cinq niveaux avec 12 secteurs.

τ_Φ	τ_T	Secteur du flux statorique											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
+1	+2	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$
	+1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{13}$
	0	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$
	-1	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{23}$
	-2	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$
0	+2	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$
	+1	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$
	0	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$
	-1	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{21}$
	-2	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$
-1	+2	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$
	+1	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_4$
	0	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{27}$
	-1	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{15}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{17}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$
	-2	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$

Tableau 2.6 : *Table de sélection DTC pour l'entraînement du motoprpulseur SAP pilotée par un onduleur NPC à 3 niveaux*

2.3.6 Réglage de la vitesse

Le schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse, avec un correcteur IP, du moteur synchrone à aimants permanents commandé par le DTC, est représenté par la Figure 2.12 [Rek-03] [Har-08] [Sek-13]. La fonction de transfert en boucle ouverte liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est donnée par :

$$F(s) = \frac{K}{1+\tau s} \tag{2.33}$$

Avec : $K = \frac{p}{f}$; $\tau = \frac{J}{f}$

Pour la détermination des paramètres du correcteur, nous avons utilisé la méthode de placement des pôles. Les paramètres k_p et k_i sont donnés par :

$$\begin{cases} k_p = \dfrac{2\zeta\omega_N\tau_m - 1}{k_m} \\ k_i = \dfrac{\omega_N^2\tau_m}{k_m k_p} \end{cases} \tag{2.34}$$

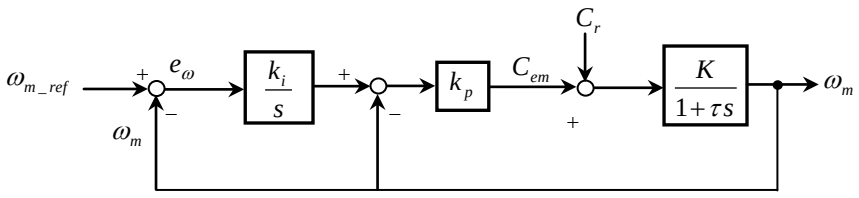


Figure 2.12 : *Schéma de la régulation de vitesse*

2.5 Résultats de simulation

Nous avons testé la commande DTC d'une machine synchrone à aiments permanents alimentée par un onduleur triphasé NPC à trois niveaux sous le logiciel MATLAB/Simulink, avec régulation de vitesse utilisant un correcteur IP, pour des différentes consignes de vitesse. Les paramètres du moteur de traction sont définis dans l'annexe.

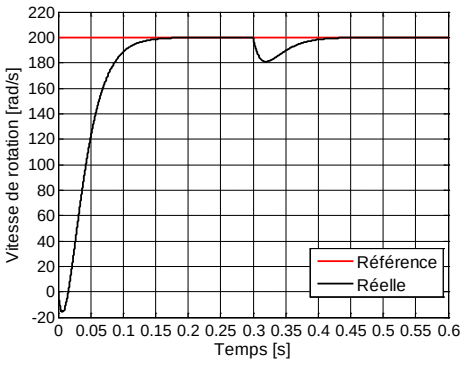
2.5.1 1er essai de simulation

Un échelon de vitesse de $200rd/s$ est appliqué suivi par introduction d'une charge sous forme échelon de couple ($C_r = 60N.m$) appliqué à l'instant $t = 0.3s$.

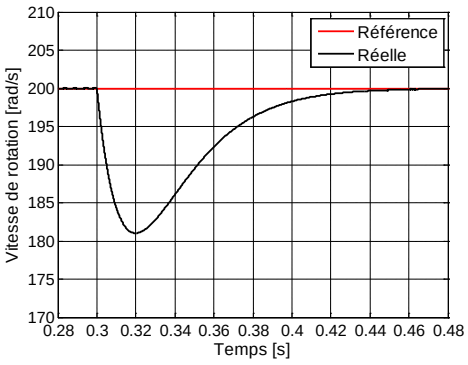
Les résultats de simulation sont représentés par la Figure 2.13. La réponse en vitesse présentée dans la Figure 2.13 (a) ne subit aucun dépassement et ceci grâce à l'utilisation du régulateur de vitesse IP. On

remarque un fonctionnement satisfaisant en régime permanent avec une erreur statique nulle. On constate que l'application du couple de charge C_r, sous forme échelon de ($C_r = 60N.m$) à partir de la charge nominale ($40N.m$), modifié peu la vitesse, ce qui signifie que le régulateur de vitesse agit bien en association avec le contrôle DTC. La Figure 2.13 (d) représente l'écart normalisé de la vitesse. On observe un accroissement oscillatoire en régime transitoire lors de l'évolution du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents (au démarrage et lors de l'introduction du couple de charge).

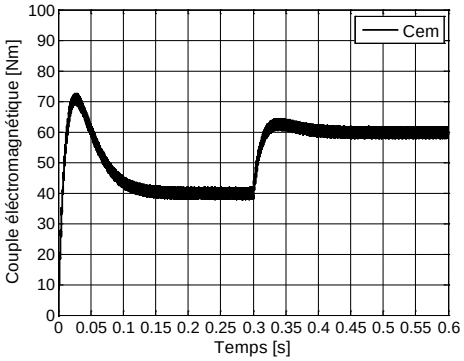
Les résultats de simulation montrent que le flux statorique suive convenablement sa référence (0.08Wb). De plus, le flux statorique n'est pas perturbé lors d'une application de couple de charge, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple. Les Figures 2.13 (i)-(l) illustrent bien ces résultats. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du flux statoriques, Figure 2.13 (k)-(l) et que la trajectoire de l'extrémité du flux statorique suit une forme presque circulaire d'un rayon égale à $0{,}08Wb$, Figure 2.13 (j). Les Figures 2.13 (e)-(h) représentent les composantes des courants statoriques dans le repère (a,b,c) et (α,β) correspondant au fonctionnement considéré. Le courrant statorique fait apparaître un transitoire au démarrage et lors de l'application de la charge, Figure 2.13€.



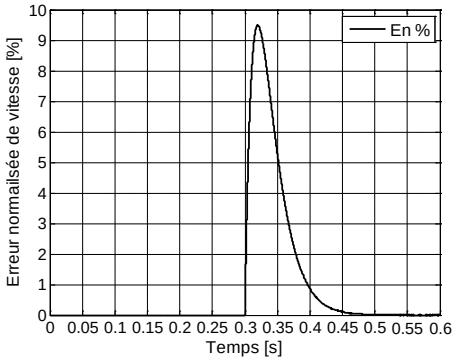
(a) Vitesse de rotation



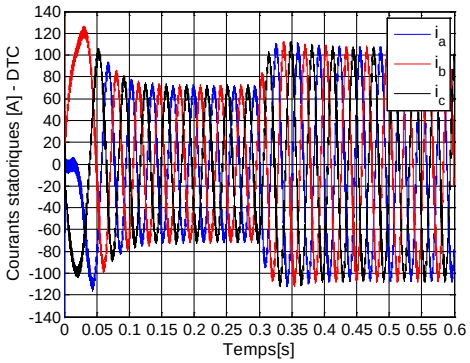
(b) Zoom sur la vitesse de rotation



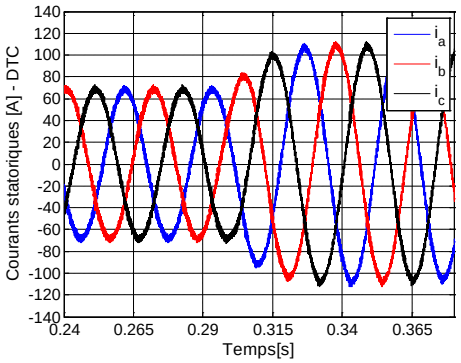
(c) Couple électromagnétique



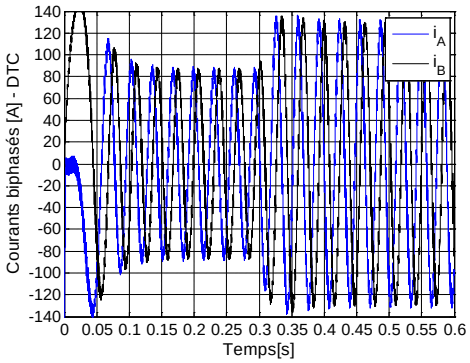
(d) Ecart normalisé



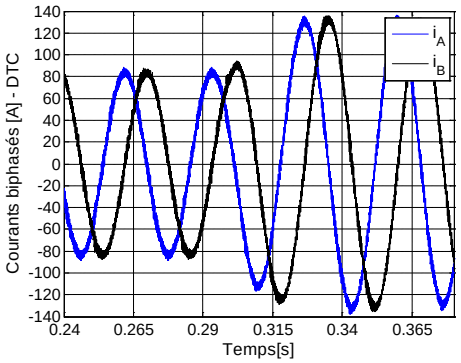
(e) Courant de phase



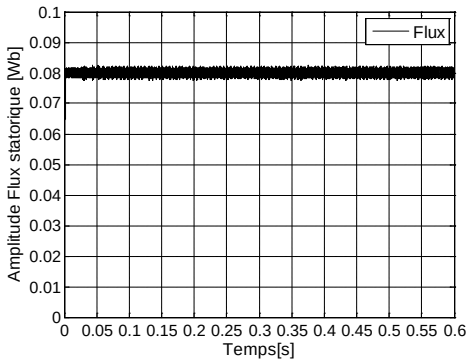
(f) Zoom des courant de phase



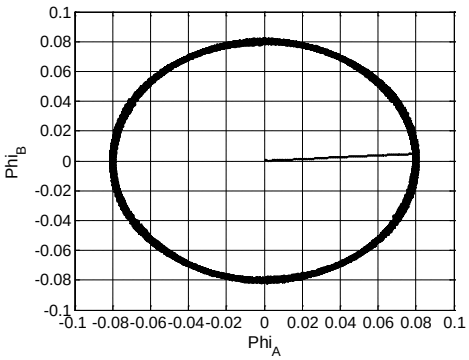
(g) Courants statoriques dans le plan α, β



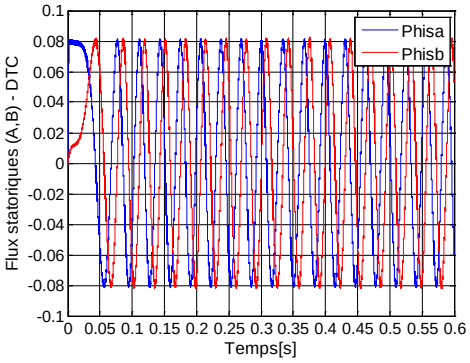
(h) Zoom des courants stat. dans le plan α, β



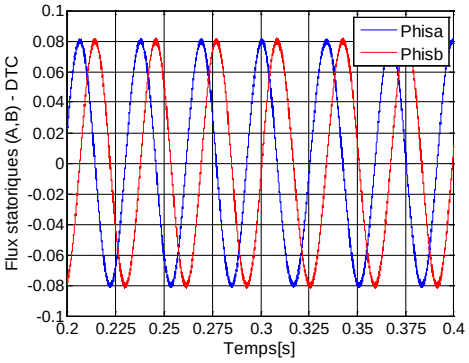
(i) Flux statoriques



(j) Trajectoire circulaire du flux statorique



(k) Flux statoriques dans le plan α, β



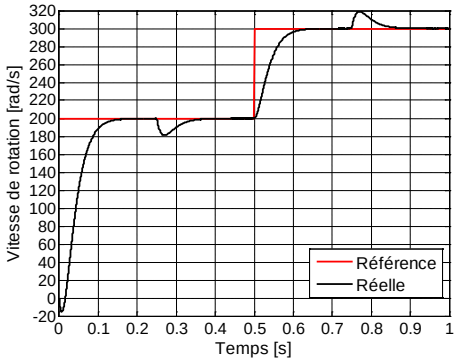
(l) Zoom des flux statoriques dans le plan α, β

Figure 2.13 : Résultats de simulation de l'essai 1

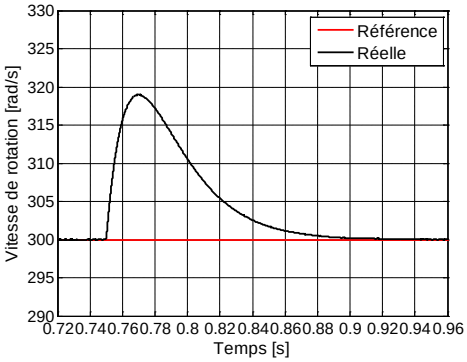
2.5.2 2ème essai de simulation

Dans cet essai, nous allons effectué la simulation du comportement de la machine, lors d'un démarrage en charge ($40N.m$) avec une application d'un échelon de consigne de la vitesse de $200rd/s$. Puis le système est soumis à des variations de la charge en appliquant une augmentation de la charge de $20N.m$ à l'instant $t = 0.25s$. Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de la vitesse vers $300rd/s$ à l'instant $t = 0,5s$, suivi par une réduction de la charge à $t = 0,75s$.

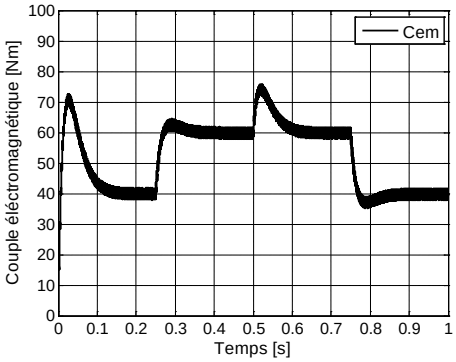
Nous remarquons d'après la réponse montrée par la Figure 2.14 (a) que la vitesse est obtenue sans dépassement et suit parfaitement sa référence. Un bon rejet de perturbation du couple résistant (voir le zoom sur la Figure 2.14 (b)). Ce qui montre que la structure du correcteur IP a permis d'avoir des performances satisfaisantes. Lors du changement de la charge, le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence (Figure 2.14 (c)) avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence, Figure 2.14 (a)-(b). On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple est toujours vérifié. Le flux statorique n'est pas perturbé lors de l'application de la charge, Figure 2.14 (i)-(j).



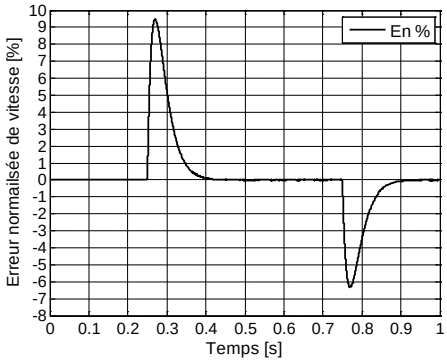
(a) Vitesse de rotation



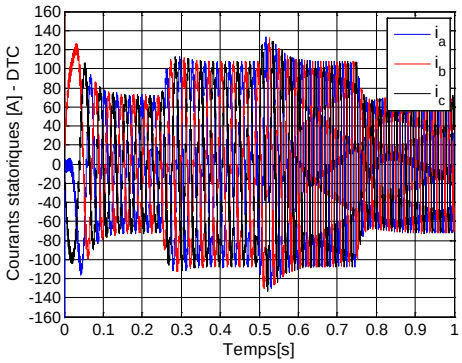
(b) Zoom sur la vitesse de rotation



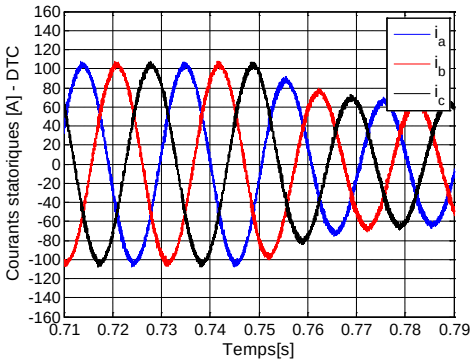
(c) Couple électromagnétique



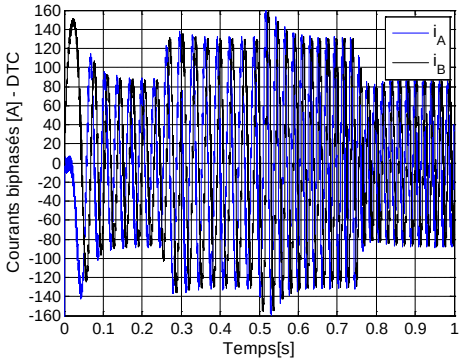
(d) Ecart normalisé



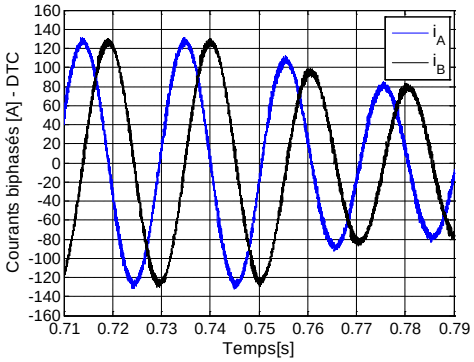
(e) Courant de phase



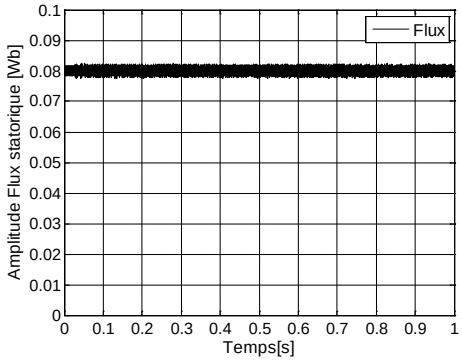
(f) Zoom des courant de phase



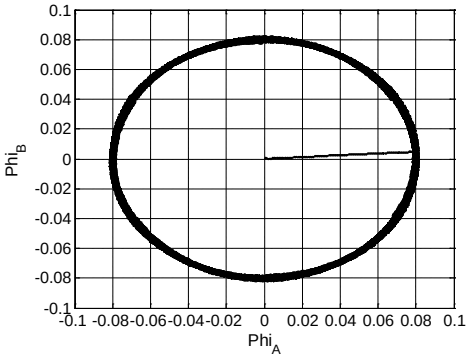
(g) Courants statoriques dans le plan α, β



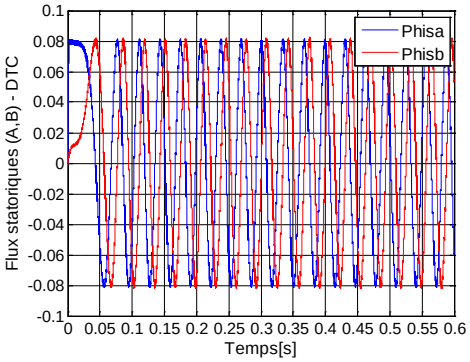
(h) Zoom des courants stat. dans le plan α, β



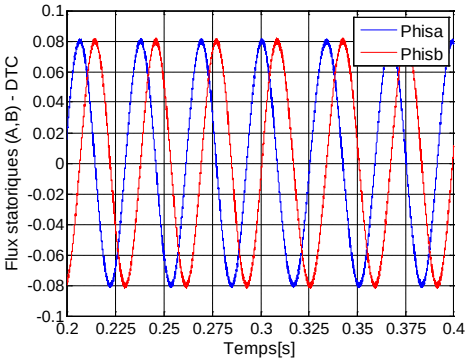
(i) Flux statoriques



(j) Trajectoire circulaire du flux statorique



(k) Flux statoriques dans le plan α, β

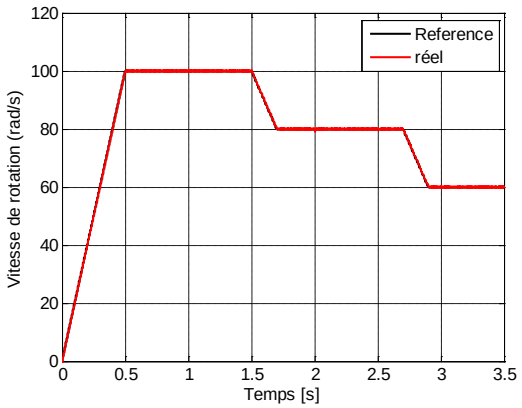


(l) Zoom des flux statoriques dans le plan α, β

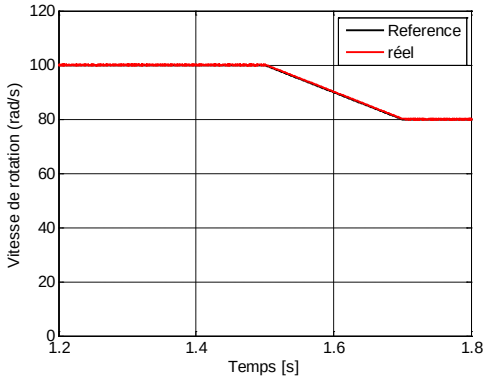
Figure 2.14 : Résultats de simulation de l'essai 2.

2.5.3 3ème essai de simulation

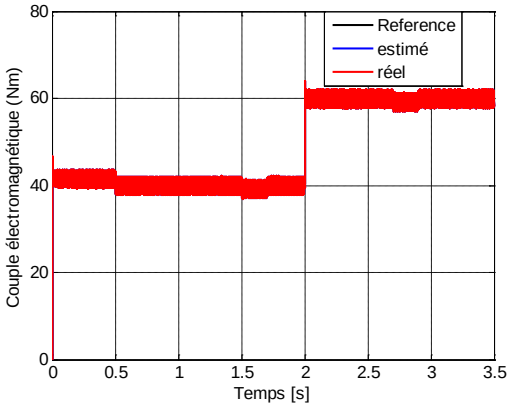
Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation du comportement de la machine, lors d'un démarrage en charge ($40N.m$) avec une application d'une consigne de la vitesse trapézoïdale. Puis le système est soumis une application de couple de charge C_r , sous forme échelon de ($C_r = 60N.m$) à l'instant $t = 2s$. Nous remarquons d'après la réponse montrée par la Figure 2.15 (a) que la vitesse est obtenue sans dépassement et suit parfaitement sa référence et un bon rejet de perturbation du couple résistant est enregistré. Lors de la variation de la charge, le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence (Figure 2.15 (c)) avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence. On constate que le système répond avec succès à ce type de test et le découplage entre le flux et le couple reste toujours vérifié, Figure 2.15 (g)-(j).



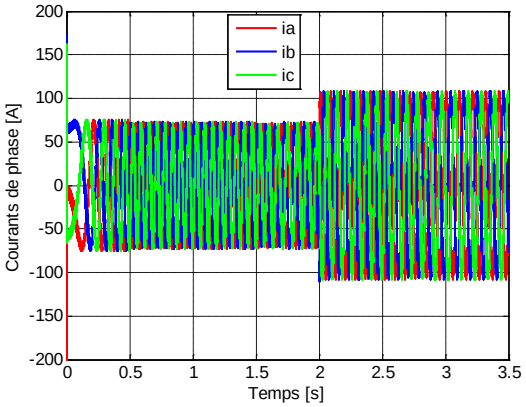
(a) Vitesse de rotation



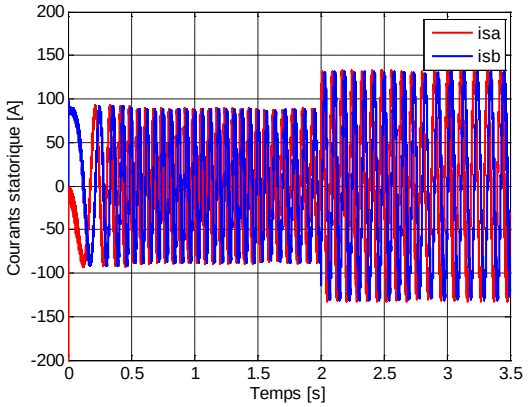
(b) Zoom sur la vitesse de rotation



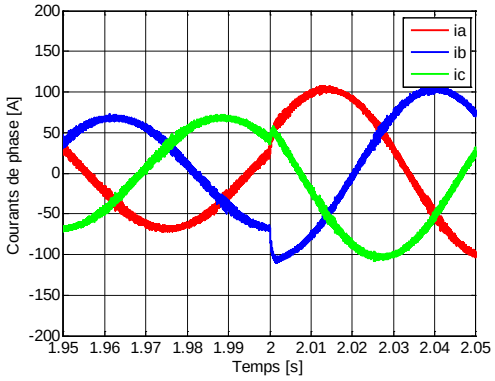
(c) Couple électromagnétique



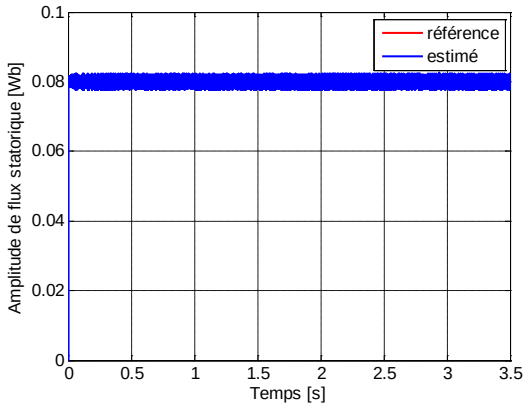
(d) Courants de phase



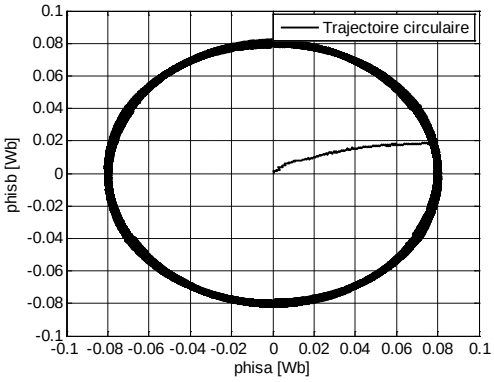
(e) Courants statoriques dans le plan α, β



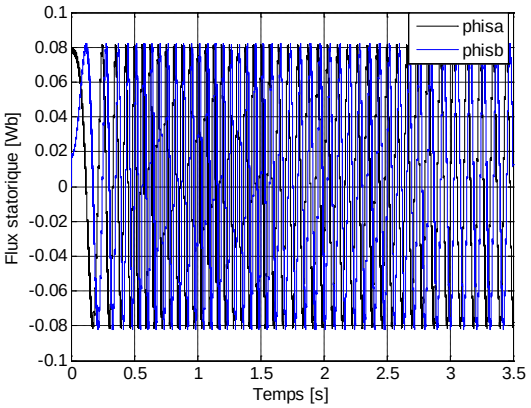
(f) Zoom des courants de phase



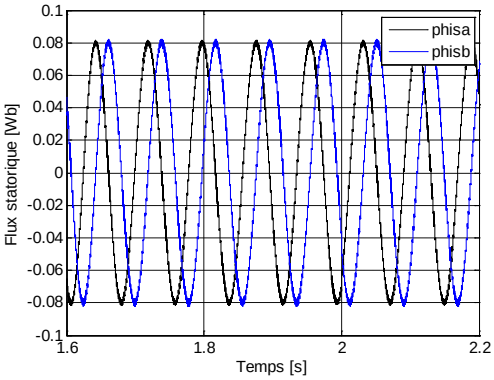
(g) Flux statoriques



(h) Trajectoire circulaire du flux statorique



(i) Flux statoriques dans le plan α, β



(j) Zoom des flux statoriques dans le plan α, β

Figure 2.15 : *Résultats de simulation de l'essai 3.*

2.6 Conclusion

Le travail envisagé dans ce chapitre porte sur la commande DTC d'un motopropulseur synchrone à aimants permanents piloté par un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC. On a abordé une

structure de commande DTC classique appliquée au modèle du MSAP. La stratégie de commande directe du couple qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique, est insensible aux variations paramétriques de la machine à l'exception la résistance statorique. Les résultats de simulation montrent une bonne caractéristique dynamique du flux statorique et du couple électromagnétique dans le régime transitoire pour la DTC-3 niveaux par rapport à la commande DTC-2 niveaux. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques en couple.

Chapitre 3

Commande DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction à propulsion synchrone

3.1 Introduction

L'une des thématiques intéressantes dans le cadre des études des SMM, concerne le réduction des couts, de fabrication et de maintenance. Néanmoins, dans la traction électrique, il est nécessaire d'optimiser en plus, les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système. C'est le cas des systèmes de transport (traction électrique et ferroviaire,…) avec la propulsion réalisée au moyen de plusieurs moteurs électriques [Bou-95] [Bou-01].

L'utilisation de plusieurs actionneurs dans les systèmes embarqués implique des systèmes multi-machines multi-convertisseurs dont il peut être intéressant de chercher à réduire le volume et le poids. Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines électriques en parallèle. De nombreuses études ont été réalisées afin de diminuer le nombre de composants électroniques pour des systèmes comprenant plusieurs machines électriques [Bou-95] [Bou-01] [Bid-10] [Bid-11].

La commande directe du couple (DTC) telle qu'elle est décrite dans le chapitre précédent sert à commander une seule machine synchrone à aimants permanents. Où, son adaptation n'est pas envisageable de façon directe pour commander deux MSAPs reliées en parallèle à un onduleur NPC à trois niveaux. La question qui se pose est de comment peut-on commander deux machines alimentées par un seul onduleur de tension ?

Dans ce chapitre, une présentation des systèmes multi machines multi convertisseurs (SMM) sera décrite afin de situer le système de traction étudié. Ensuite, une structure de contrôle « maître-esclave », en considérant l'adaptation de la commande DTC pour contrôler les deux machines, sera étudiée et testée en simulation en introduisant les perturbations envisagées dans le cas d'une structure de commande DTC conventionnelle.

3.2 Structure de commande « maître-esclave » classique

Dans le domaine de traction une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul onduleur de tension triphasé qui alimente simultanément deux moteurs établit un couplage électrique, vu que les enroulements statoriques des deux moteurs sont alimentés avec les mêmes tensions de sortie de l'onduleur et la dynamique propre de la charge mécanique, joue un rôle important, puisqu'elle introduit un couplage mécanique via la structure étudiée [Pen-02] [Bid-09] [Bid-10] [Bid-11] [Mer-16].

Le système de traction proposé dans ce travail est composé de quatre motopropulseurs synchrones à aimants permanents, alimentés par deux onduleurs NPC à 3 trois niveaux, et entrainant les quatre roues motrices arrière et avant d'un véhicule électrique, dont l'objectif est de reproduire le comportement d'un système différentiel électrique.

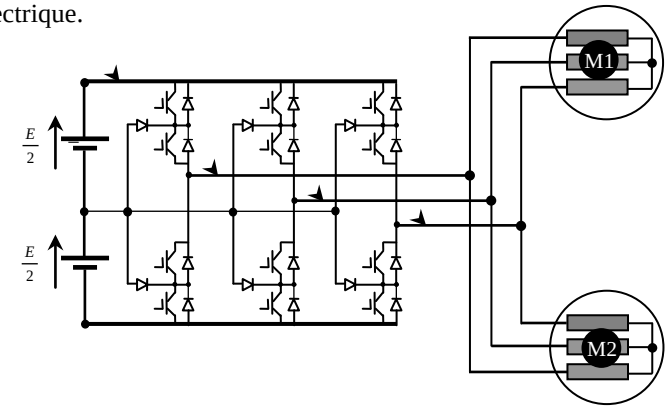


Figure 3.1 : *Structure de puissance : onduleur NPC-3 niveaux alimentant deux moteurs MSAP.*

La commande dite « maître-esclave » classique est l'une des plus simple méthodes de commande des systèmes multimachine-multiconvertisseurs, on trouve toujours un seul onduleur qui pilote deux moteurs en parallèle mais notre commande DTC ne s'applique que sur l'un des deux moteur et qui aura pour désignation le maître, alors que l'esclave c'est le deuxième moteur qui est commandé en boucle ouverte à travers les réponses du maître, Figure 3.1.

Le principe de cette structure est illustré dans la Figure 3.2. Il s'agit de commander une machine en boucle fermée et d'envoyer la même grandeur d'action sur la deuxième machine qui est en boucle ouverte. Dans ces conditions, toute perturbation qui affecte la machine en boucle ouverte n'est pas rejetée [Bou-95][Bou-01][Bou-02][Pen-02][Har-07][Mok-08].

Les deux processus P_1 et P_2 reçoivent la même référence de couple (C_{ref}), il est donc impossible d'imposer deux références de vitesse différentes ($\Omega_{1ref} = \Omega_{2ref}$) sur les deux processus. Comme il y a une seule référence de couple, un seul convertisseur électrique est suffisant pour l'imposer, Figure 3.2. La machine commandée en boucle fermée est transitoirement perturbée, mais celle qui est en boucle ouverte présente un écart en régime établi dû aux perturbations - comme tout processus en boucle ouverte.

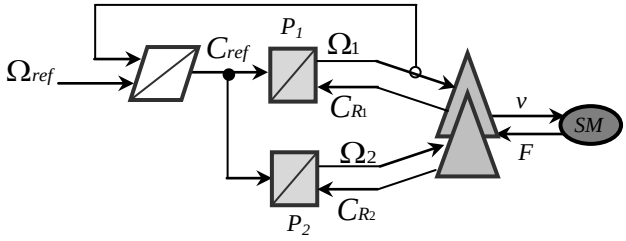


Figure 3.2 : *Structure « maître-esclave »*

3.2.1 Principe de la commande « maître-esclave » basée sur la DTC

Un tel système est représenté sur la Figure 3.3 [Bel-01][Sek-13b][Mer-16][Maa-18]. La mise en parallèle des machines synchrones à aimants permanents est une solution qui nécessite un surdimensionnement des interrupteurs de puissance, qui permet de réduire fortement leur nombre grâce à la mutualisation de ces derniers. Le but de cette partie est d'étudier la stabilité théorique d'un tel système, sachant que [Mok-08] [Har-14][Mer-16]:

- les deux machines ont des paramètres identiques ;
- les deux machines doivent être pilotées à la même vitesse ;
- les charges appliquées sur les machines sont différentes ;
- une seule des deux machines est commandée : la machine maître, notée MS_m, l'autre étant en boucle ouverte : la machine esclave notée MS_{sl}
- dans un premier temps, la machine maître est imposée de manière arbitraire.

Comme présenté sur la Figure 3.3, la valeur de la tension délivrée par l'onduleur n'est entièrement due qu'a l'autopilotage de la machine maître. La machine esclave n'ayant aucune influence sur cette valeur, la structure de commande et les paramètres de régulation de la machine maître sont les mêmes que ceux utilisés dans un entraînement DTC sur une seule machine : le contrôleur DTC est le même.

Afin de comprendre et d'anticiper le fonctionnement de deux machines en parallèle sur un seul onduleur, le comportement des machines maître et esclave est étudié en cas de variation de la charge appliquée sur l'une des deux machines.

Dans ce chapitre, les charges mécaniques sont considérées comme indépendantes l'une de l'autre. La structure utilisée avec une régulation de vitesse imposée sur la machine maître est présentée sur la Figure 3.4. La Figure 3.5 présente alors quels sont les effets d'une telle commande sur les deux machines [Bid-08].

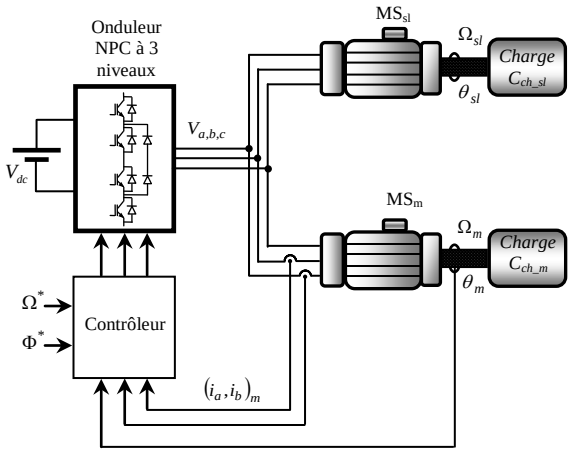


Figure 3.3 : *La structure parallèle « maître-esclave»*

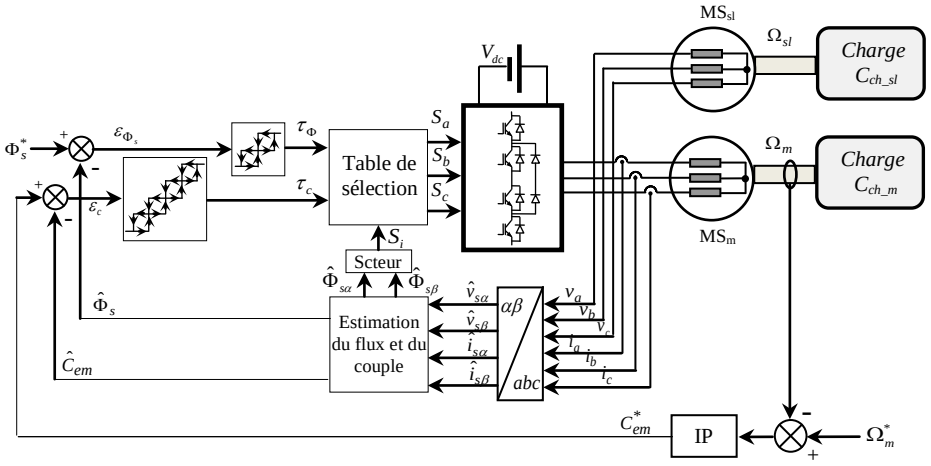


Figure 3.4 : *La structure parallèle « maître-esclave » basée sur la commande DTC*

3.3 Structure de commande « maître-esclave » alternative

Pour que le synchronisme des deux MSAP soit respecté, ces dernières doivent évoluer à la même vitesse. Afin de s'assurer de la stabilité du système, il est donc nécessaire de piloter la machine sur laquelle la charge mécanique la plus élevée est appliquée. Chacune des deux machines est susceptible de devenir maître à chaque instant en fonction des mesures des courants, positions et vitesses des deux machines. La différence de position calculée des deux machines et le signe de la vitesse de référence, il permet de déterminer quelle est la machine la plus chargée. Un signal ***Enable*** permet de sélectionner la machine maître, ce qui détermine quelles sont les variables mesurées qui doivent être placées en entrée du régulateur de vitesse et les comparateurs à hystérésis [Mok-08], Figure 3.5.

3.3.1 Principe du choix de la machine maître

L'étude s'applique à un système composé de deux MSAPs notées MS1 et MS2, et connectées en parallèle sur le même onduleur, Figure 3.5. Dans la suite de cette étude, l'indice ajouté aux valeurs données correspondant au numéro de la machine.

- pour s'assurer de la stabilité du système, il est nécessaire de piloter la machine qui a la charge mécanique la plus élevée ;
- pour savoir quelle est cette machine, il suffit de comparer les valeurs des angles de charge δ_1 et δ_2 .

Vu que les mêmes tensions v_k sont appliquées sur les deux machines, l'équation (3.1) est vérifiée :

$$\theta_1 + \delta_1 = \theta_2 + \delta_2 \tag{3.1}$$

D'après cette relation, on déduit :

$$\delta_1 < \delta_2 \Leftrightarrow \theta_1 > \theta_2 \tag{3.2}$$

Pour déterminer quelle machine doit être autopilotée, il faut alors comparer les positions électriques θ_1 et θ_2 : la machine qui en a la plus petite valeur est la machine maître. Cette solution, proposée dans [Har-14], est présentée sur la Figure 3.5. Comme les positions et les courants des deux machines sont continuellement relevés. Un signal logique ***Enable*** permet alors de choisir quelle est la machine dont les grandeurs sont utilisées afin de réaliser le contrôle en vitesse. Ce signal est créé en calculant la différence $\theta_2 - \theta_1$ à laquelle est ajouté un comparateur à hystérésis. Le signal ***Enable*** correspond au critère de choix : si ***Enable***=1, MS1 est la machine maître et MS2 la machine esclave, par contre si ***Enable***=0, MS2 est la machine maître et MS1 la machine esclave.

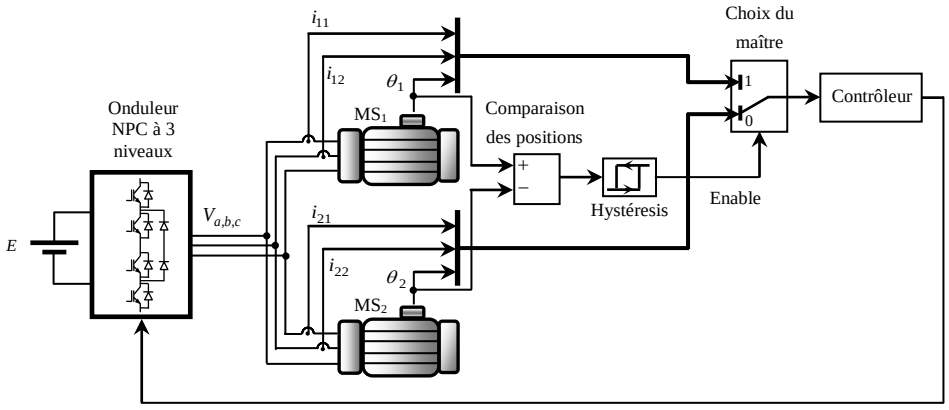


Figure 3.5 : Principe du choix de la machine maître.

Dans notre travail, les moteurs étudiées ont des paramètres identiques et les charges appliquées aux moteurs sont différentes :

- Si $\frac{d\overline{\psi}_s}{dt} = \overline{V}_s - R_s \overline{I}_s < C_m$: le synchronisme du moteur esclave est respecté et le système est stable ;
- Si $R_s C_{em} > C_m$: il y'a une possibilité d'instabilité du moteur esclave ;

Pour s'assurer de la stabilité du système, le moteur qui doit être choisi comme étant le maître et donc celui sur lequel la charge la plus importante est appliquée.

Vu qu'on ne maîtrise pas forcement quelle charge est imposée sur chaque moteur, les deux peuvent devenir maîtres à tout instant. Il est donc nécessaire de pouvoir contrôler chacun des moteurs à part. La tension d'alimentation v_k étant la même pour les deux moteurs, cela reviens à comparer les positions rotoriques.

3.5 Commande « maître-esclave » proposée pour un système bi-machine mono-onduleur, basée sur la commande DTC

3.5.1 Principe de la méthode

Avant d'introduire l'idée proposée, quelques problèmes doivent être expliqués concernant les machines électriques en parallèles. En appliquant un vecteur de tension unique, le vecteur du flux statorique de tous les moteurs en parallèles varie instantanément suivant la direction [Tai-20].

$$\frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} = \overline{V}_s - R_s \overline{I}_s \tag{3.3}$$

Avec $\overline{V}_s$, $\overline{I}_s$ et $\overline{\Phi}_s$ sont les vecteurs de tension statorique, courant statorique et le vecteur du flux statorique. R_s est la résistance statorique.

Ces vecteurs sont calculés en utilisant la transformation de Park. Si une tension appliquée cause une croissance /décroissance dans le flux statorique d'un moteur, le flux statorique des autres moteurs s'affecte aussi par croissance ou décroissance. Cependant, la quantité de variation dans tous les moteurs ne peut pas être la même.

Un autre problème dans la commande des systèmes, c'est la commande de la vitesse. Dans les applications de régulation de vitesse, il n'est pas toujours possible de réaliser une bonne régulation pour tout les moteurs, donc certains point de fonctionnement reste non satisfaits. En pratique, il peut y avoir une discordance dans les paramètres de la machine.

Les moteurs peuvent aussi être sous l'effet de différentes couples de charge. On suppose que les deux moteurs ont les mêmes paramètres et les mêmes caractéristiques. Si la charge appliquée est différente, donc leurs vitesse ne sont pas les mêmes.

Dans le cas où le couple du moteur MS_1 est supérieur à celui du moteur MS_2 tandis que sa vitesse est inférieure, la différence entre les vitesses augmente lorsque la vitesse de référence décroît.

Si les paramètres des deux machines présentent une certaine tolérance et leurs caractéristiques discordent et comme cité auparavant, le couple du moteur MS_1 est supérieure, donc le problème peut être soit un avantage ou un inconvénient.

Dans les systèmes multi-machines avec un seul convertisseur, en général, tous les moteurs ont des caractéristiques identiques. Avec les machines connectées en parallèle la distribution de la charge est influencée seulement par un choix correct de la caractéristique mécanique couple-vitesse.

Normalement, dans de tels système, la charge mécanique est la même pour tous les moteurs et le système de la commande doit assurer une répartition propre de la charge entre eux.

3.5.2 Technique de commande proposée

La méthode proposée est basée sur la technique de commande directe du couple (DTC) appliquée conventionnellement aux moteurs à aimants permanants (MSAP). Dans la méthode DTC, le flux et le couple électromagnétique sont commandés par l'ajustement du module et de la position du flux statorique respectivement. Ce principe sera utilisé dans cette méthode proposée. La méthode est expliquée pour un système à deux moteurs et peut être généralisée pour les systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM) [Har-14][Tai-20], Figure 3.6.

Pour chaque moteur une stratégie de commande DTC conventionnelle est appliquée indépendamment, donc quelque changements sont fais pour adapter cette technique à ces systèmes.

Dans le système conventionnel, il y'a deux boucles de retour, une pour le contrôle du flux statorique et l'autre pour le couple électromagnétique. Notre méthode proposée, Figure 3.6, utilise aussi les deux boucles de commande mais avec des procédures différentes dans chaque boucle, cette dernière sera expliquée dans les paragraphes suivants.

3.5.2.1 Boucle de commande du couple électromagnétique

La nouvelle idée dans la boucle de commande du couple est la prise en compte des couples des deux moteurs et de déterminer les besoins du système global avant de faire le choix du vecteur de tension. Ceci est possible à partir d'un tableau d'équivalence qui sera dressé, pour le cas dans lequel le comparateur à cinq niveaux est utilisé dans la boucle de commande du couple, la procédure est expliquée ci-dessous et

montrée dans le Tableau 3.1. Dans ce tableau les valeurs -1, 0, 1 sont les sorties du comparateur d'erreur dans le couple « H_{Te} » de telle sorte que [Tai-20] :

- si les deux moteurs demandent une réduction du couple, un vecteur est appliqué pour réduire le couple.
- si les deux moteurs ne demandent aucun changement, donc le vecteur appliqué reste inchangé.
- si les deux moteurs requièrent une augmentation du couple, donc un vecteur est appliqué pour augmenter le couple.
- si l'un des moteurs demande une diminution dans le couple et l'autre ne demande pas de changement, donc le vecteur appliqué diminue le couple.
- si l'un des moteurs demande une augmentation du couple et l'autre ne demande aucun changement, donc le vecteur appliqué augmente le couple
- L'un des moteurs demande une augmentation du couple et l'autre requiert une diminution du couple, alors le vecteur appliqué reste constant.
- L'un des moteurs demande une augmentation importante du couple et l'autre requiert une diminution du couple, alors le vecteur appliqué pour augmente le couple.
- L'un des moteurs demande une réduction importante du couple et l'autre requiert une augmentation du couple, alors le vecteur appliqué pour diminue le couple.

Le Tableau 3.1 décrit les différentes situations possibles pour l'erreur en couple « H_{Te} » dans la boucle de commande.

		Moteur 2				
	H_{T_e}	**-2**	**-1**	**0**	**1**	**2**
Moteur 1	**-2**	-2	-1	-2	-1	0
	-1	-1	-1	-1	0	1
	0	-2	-1	0	1	0
	1	-1	0	1	1	1
	2	0	1	2	1	2

Tableau 3.1 : La boucle de commande du couple.

Finalement, en utilisant la sortie de ce tableau et la sortie de la boucle de commande du flux statorique, le vecteur tension approprié est choisi en se basant sur la table de sélection de la DTC classique, Tableau 2.6 (chapitre 2).

3.5.2.2 Boucle de commande du flux statorique

Dans la boucle de commande du flux statorique, on doit savoir que le flux dans n'importe quelle machine ne doit pas excéder sa valeur nominale. Selon l'équation (3.3), le flux statorique dans chaque machine dépend fortement de la tension appliquée. Dans certains cas dans lesquelles les paramètres des moteurs sont différents, ou les moteurs subissent des couples de charge différents, les flux statoriques sont différents. De l'équation (3.3), on peut remarquer que le vecteur flux statorique dépend seulement de la résistance statorique.

Cependant, quand les résistances statoriques sont les mêmes, on peut s'attendre à des valeurs de flux identiques dans les deux machines. Ceci est vrai seulement en régime permanant, et durant les régimes transitoires, la différence entre les deux flux peut être observée. Cette différence serait encore plus grande si la vitesse du moteur augmente. Pour cette raison, dans des cas où les charges moteurs (ou les résistances statoriques sont différentes), la référence de la vitesse ne peut aller au dessous d'une certaine valeur dans les applications à vitesse commandée, car, comme le flux statorique d'un moteur diminue, son couple généré diminue. Dans ces conditions, la technique de commande « maître-esclave » peut être utilisée pour la commande du flux statorique de telle façon à ce que seulement le flux statorique d'un seul moteur est commandé. Mais le moteur avec le flux statorique le plus grand sera choisi comme maître, et sa valeur est choisie comme référence.

Pour éviter la saturation du flux dans les situations différentes, le moteur maître peut changer. Cependant dans la méthode proposée, une méthode de switching « maître-esclave » est utilisée pour la commande du flux statorique de tel sorte que : Pour choisir précisément le moteur maître et éviter la saturation du flux, on a besoin d'un index comme le produit de la résistance statorique et le couple électromagnétique, c'est-à-dire $R_s C_{em}$. Pour chaque moteur, ce produit sera calculé et le moteur avec le plus petit index sera choisi comme le moteur maître. Dans les cas où les paramètres des deux moteurs sont égaux, le moteur avec le moindre couple sera choisi comme maître. La durée et la valeur de la différence entre les deux index sont importantes pour prévenir un changement de maître fréquent durant les régimes transitoires.

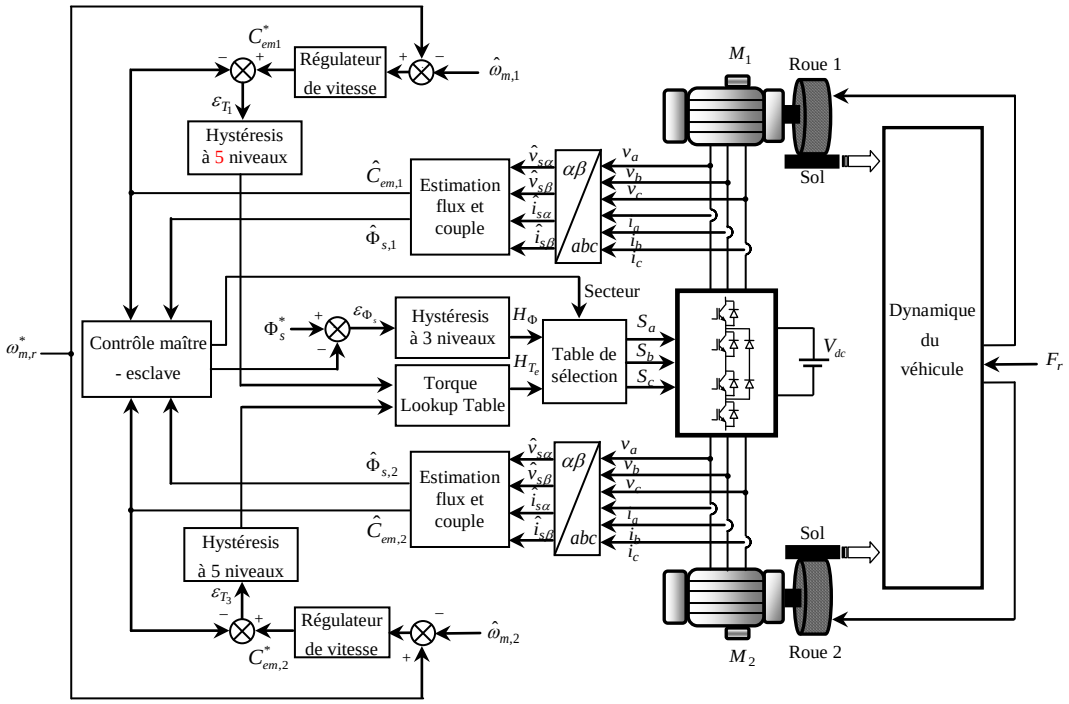


Figure 3.6 : *Schéma de la commande « maître-esclave » proposée d'un système bi-machine mono-onduleur basée sur la DTC*

3.6 Résultats de simulation de la commande maître-esclave basée sur DTC

Le modèle mathématique de la MSAP, basé sur les relations (1.11-1.12 et 1.16-1.18), et la commande « maître-esclave » proposée d'un système bi-machine mono-onduleur, basée sur la DTC développée dans le chapitre précédent, ont été implantés sur le logiciel MATLAB/Simulink pour simuler le MSAP et le DTC. Le premier schéma de simulation est donné par la Figure 3.7 et les résultats de simulation sont donnés dans le paragraphe suivant.

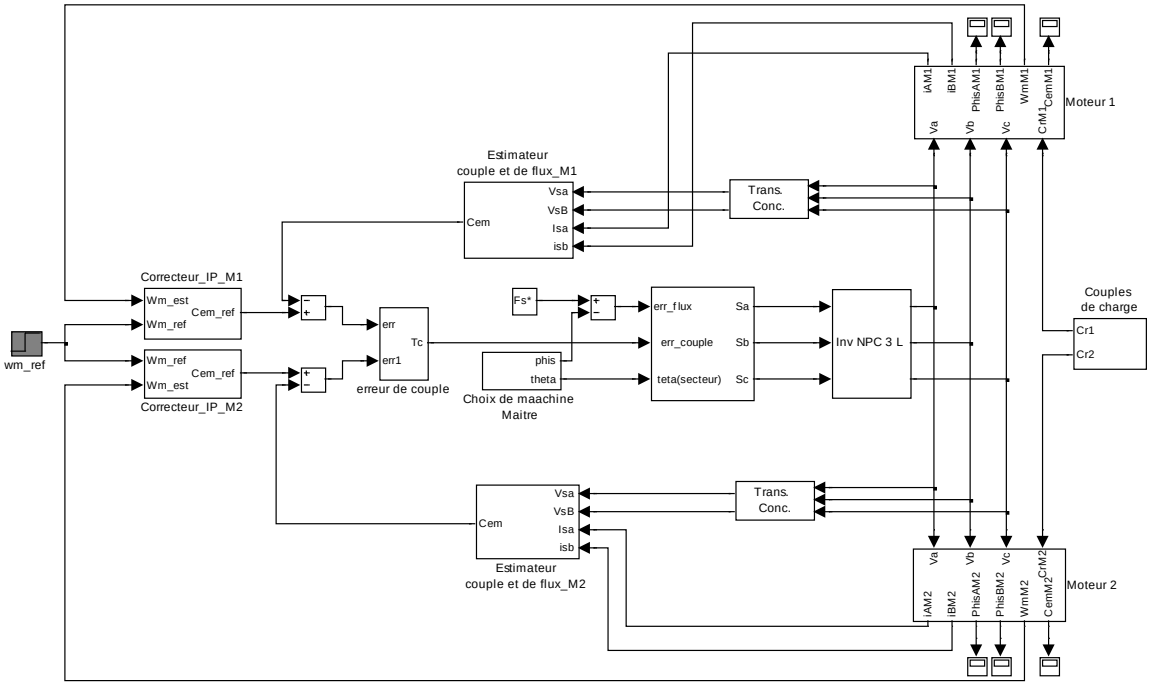
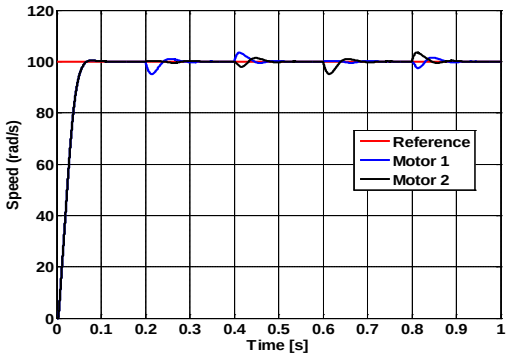
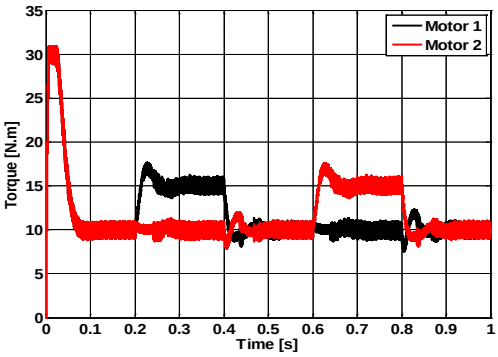


Figure 3.7 : *Schéma de la commande maître-esclave DTC implanté dans Simulink*

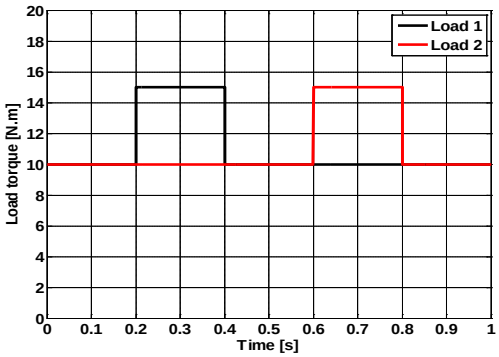
Afin d'assurer la stabilité du système composé de deux motopropulseurs SAP connectés en parallèle sur le même onduleur NPC commandé par la structure de commande « maître-esclave » associée au contrôle DTC, différentes charges sont appliquées sur les deux machines. Nous pouvons facilement remarquer que quelles que soient les valeurs de couples fournis par les deux machines, le système est toujours stable. La machine maître est celle qui fournit le couple le plus élevé et la différence de position entre les deux machines correspond à la théorie $\theta_1 \prec \theta_2$ lorsque le couple le plus élevé est fourni par MSAP1.



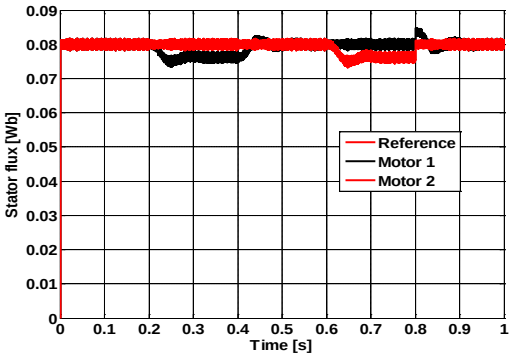
(a) vitesse de rotation



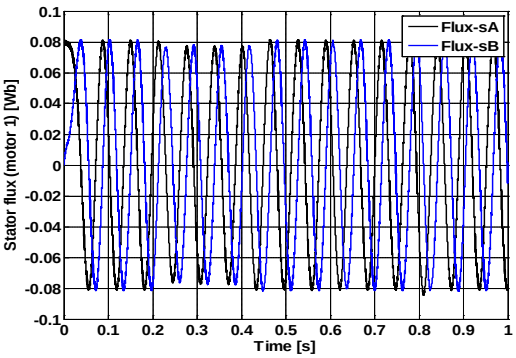
(b) couple électromagnétique



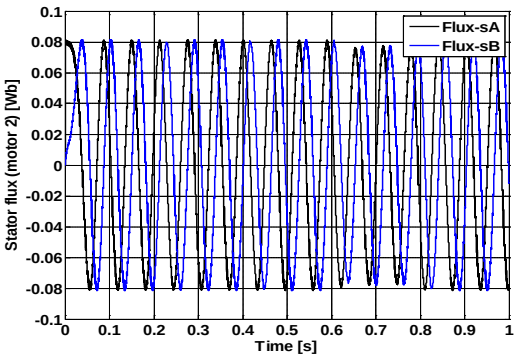
(c) couple résistant



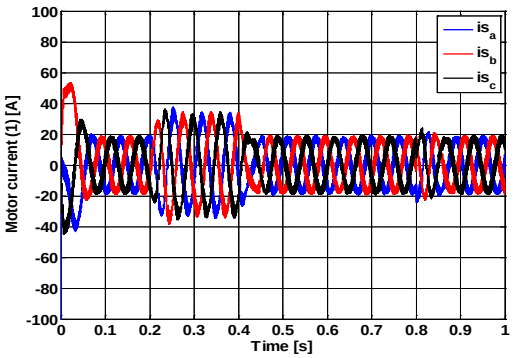
(d) Amplitude de flux statorique



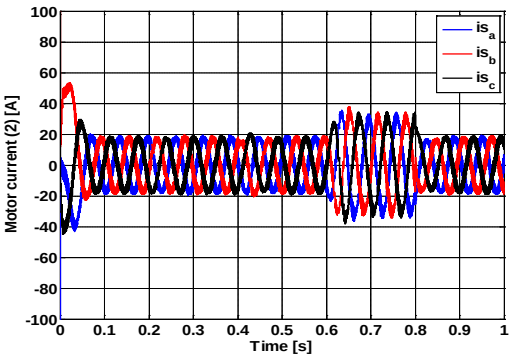
(e) flux statorique moteur 1



(f) flux statorique moteur 2



(g) courants de phase i_a, i_b, i_c moteur 1



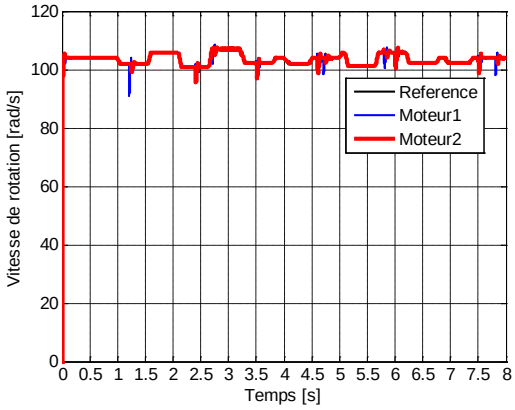
(h) courants de phaase i_a, i_b, i_c moteur 2

Figure 3.8 : *Formes d'ondes : Vitesse, couple, flux statorique et courant moteur de deux moteurs avec la méthode proposée lors de variation de charge*

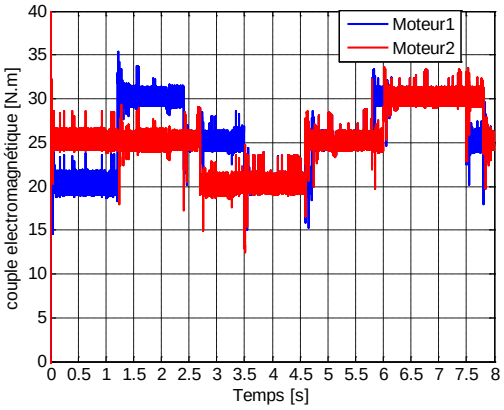
Pour les vitesses des deux machines que ce soit maître ou esclave, Figure 3.9 (a), il y a une poursuite de la vitesse de référence imposé par la stratégie de contrôle et ceci quelle que soit la valeur de la charge appliquée. On remarque que la différence entre les deux vitesses a des taux très satisfaisants, ce qui indique la perfection dans l'alternance des moteurs en maître et esclave selon la réaction de la commande face aux perturbations.

On remarque des réponses rapides des couples électromagnétiques des deux moteurs (maître et esclave), Figure 3.9 (d), lors de l'application des différentes perturbations, Figure 3.9 (c), ce qui confirme la rapidité et la bonne gestion de l'alternance en maître et esclave sous les conditions posées dans l'algorithme de commande.

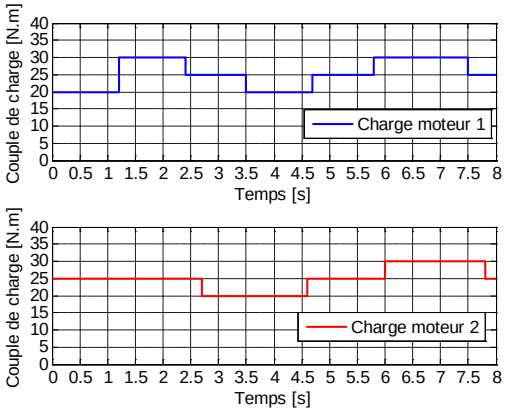
Les courants de phases des deux machines présentent de bonnes formes et confirment les réponses des moteurs vis-à-vis les variations des charges, Figure 3.9 (e)-(h). Les figures 3.9 (k)-(n), représentant les trajectoires des flux statoriques indiquent une bonne stabilité magnétique des deux machine ce qui assure un bon comportement qu'impose la commande DTC « maître-esclave » aux deux machines face à toutes perturbations.



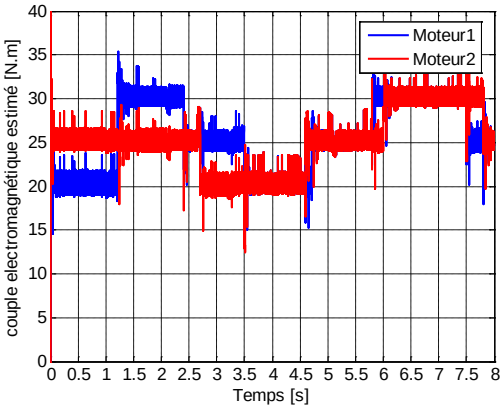
(a) vitesse de rotation



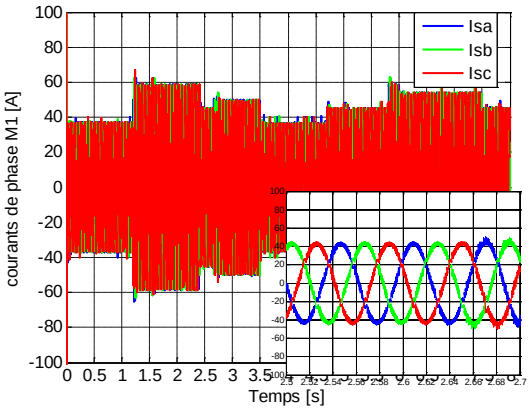
(b) couple électromagnétique



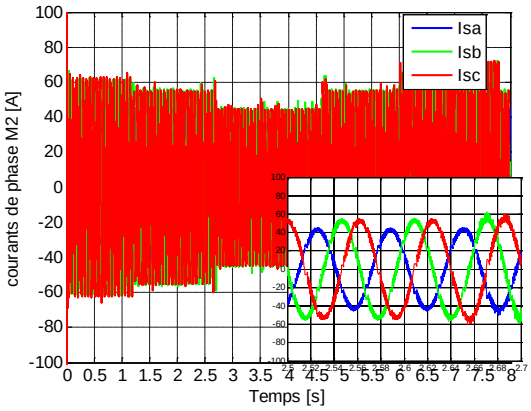
(c) couple résistant



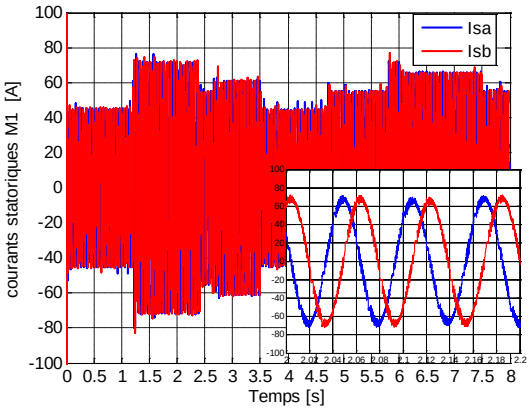
(d) couple électromagnétique estimé



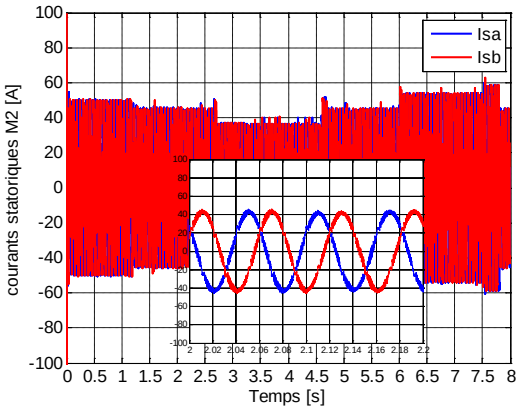
(e) courants de phase i_a, i_b, i_c moteur 1



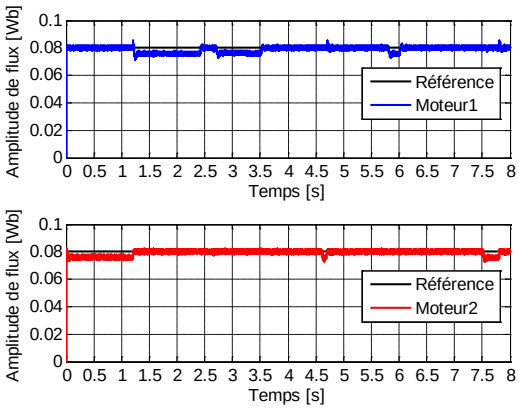
(f) courants de phaase i_a, i_b, i_c moteur 2



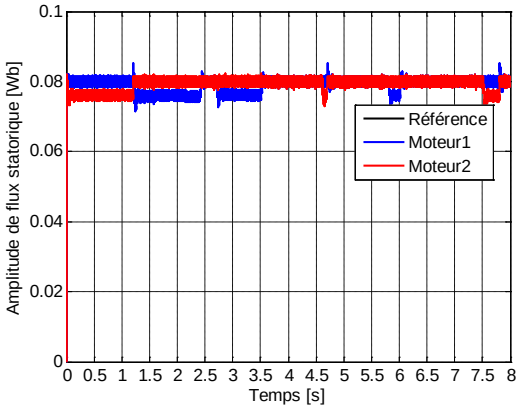
(g) courants statorique dans le plan $\alpha\beta$ moteur 1



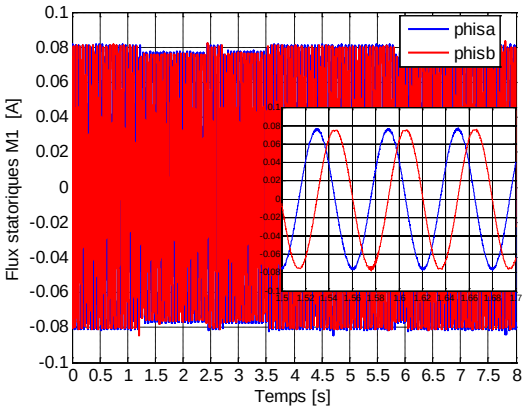
(h) courants statorique dans le plan $\alpha\beta$ moteur 2



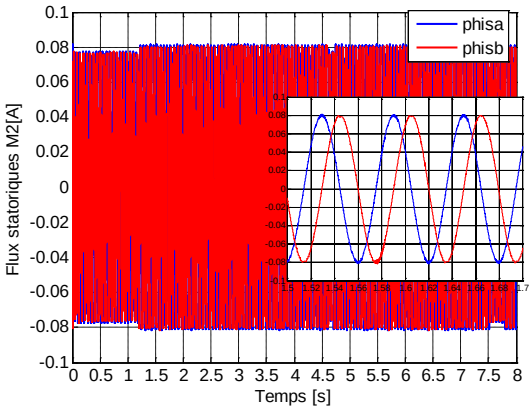
(i) Amplitude de flux statorique



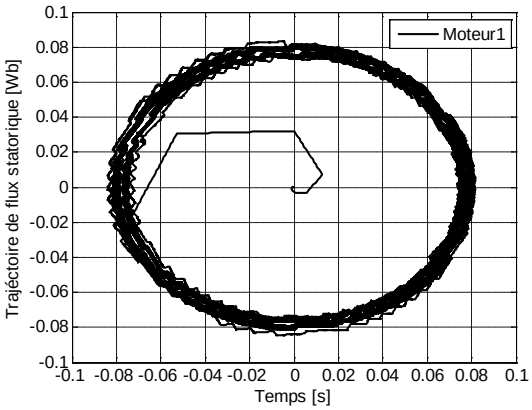
(j) Amplitude de flux statorique



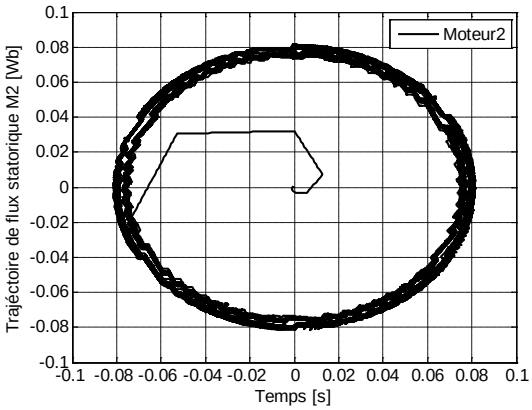
(k) flux statorique moteur 1



(l) flux statorique moteur 2



(m) trajectoire circulaire du flux statorique moteur 1



(n) trajectoire circulaire du flux statorique moteur 2

Figure 3.9 : *Résultats de simulation*

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'une des différentes structures de commande dédiées aux systèmes multimachines multi-convertisseurs (SMM). La structure de commande dite « maître-esclave » associée au contrôle direct du couple (DTC) appliquée à un système de traction mono-onduleur bi-moteur d'un véhicule électrique. Elle a été implantée et testée en simulation pour analyser sa robustesse vis-à-vis des perturbations mécaniques. La structure de commande proposée permet d'assurer la stabilité du système de traction face aux différents cas de charges impliquées dans notre chaîne de traction.

Une structure particulière avec la combinaison de la structure de commande « maître-esclave » avec la commande DTC, permet de réaliser un système différentiel électrique afin de garder la stabilité et améliorer les performances de contrôle latéral d'un véhicule électrique. L'étude du comportement du système de traction, basé sur cette structure sera présenté en détails dans le chapitre suivant.

Chapitre 4

Etude du comportement du système de traction d'un véhicule électrique à quatre roues motrices

4.1 Introduction

Depuis les premiers modèles de véhicules électriques, les éléments de base constituant la chaîne de traction n'ont guère changés. Le véhicule est toujours constitué d'accumulateurs pour le stockage d'énergie électrique, d'un moteur pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et d'un convertisseur électrique pour transférer et contrôler la puissance des batteries au moteur. Ces convertisseurs font appel à des structures d'électronique de puissance largement développées par ailleurs, en particulier dans la variation de vitesse. Dans le cadre du véhicule électrique, de nombreux travaux de recherche ont été et sont conduits sur les différentes parties de la chaîne de traction [Har-08][Har-13][Mer-15]. La chaîne de traction d'un véhicule électrique prend plusieurs types de configuration. Nous avons choisi dans notre étude, un système de traction à quatre roues motrices qui participent à l'avancement du véhicule où les roues du train avant et arrière sont des roues motrices [Sak-02][He-06][Har-09][Har-13, Sek-17].

Le contrôle de l'effort de traction transmis par chaque roue est à la base des stratégies de commande visant à améliorer la stabilité du véhicule. Le contrôle indépendant de chaque roue est rendu possible par l'utilisation d'une motorisation tout électrique. On impose donc un contrôle indépendant sur chaque moteur-roue à l'aide d'une commande directe de couple (DTC) conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique [Har-09][Zha-11][Mal-13][Har-15][Aou-19c][Tai-20].

Nous avons présenté, dans ce chapitre, la modélisation d'un différentiel électrique qui offre une meilleure stabilité du véhicule dans les virages, basé sur une structure de commande particulière qui combine deux structures de commande « maître-esclave ». Cette dernière a été appliquée sur les deux roues latérales entraînées par deux MSAP alimentées par un seul onduleur NPC à trois niveaux. En suite, la modélisation de la dynamique du véhicule basé sur un modèle à trois degrés de liberté. En dernier lieu, un modèle assez fin du véhicule électrique propulsé par quatre moteurs-roues, développé en utilisant Matlab/Simulink va servir à simuler le véhicule à calculer les grandeurs cinématiques et dynamiques

caractéristiques du véhicule telles que les différents types de force (frottement, traction…), les coefficients de glissements et de frottement, la vitesse du véhicule ainsi que l'accélération longitudinale et latérale.

4.2 Structure du véhicule électrique étudié

4.2.1 Système étudié

L'objectif de la transmission de puissance mécanique est de relier la source d'énergie, le ou les moteurs électrique, aux roues motrices de véhicules, il s'agit d'adapter la vitesse de rotation et le couple du moteur aux exigences fonctionnelles du véhicule, c'est –à-dire le couple résistant à la roue. Nous avons donc retenu comme système d'étude un véhicule électrique pur à entraînement direct constitué : d'un châssis ; de quatre moteurs de type synchrones à aimants permanents; d'une batterie d'accumulateurs et d'un onduleur triphasé pour chaque deux moteurs, Figure 4.1 [Sek-13][Tai-20]. Nous considérons que ce véhicule est propulsé par ses deux roues motrices du train avant (M1 et M3) et celles du train arrière (M2 et M4). Chaque roue intègre dans sa jante un moteur de type synchrone à aimants permanents alimenté par une batterie d'accumulateur à travers un onduleur triphasé de structure NPC. L'utilisation des moteurs–roues permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées à la transmission (différentiel, boîte de vitesse, embrayage, etc...) d'une part et permet de commander indépendamment les roues d'autre part. L'objectif de la structure étudiée est de reproduire au moins la fonction d'un mécanisme différentiel en y ajoutant des fonctions de sécurité dans les virages [Har-14] [Har-07][Sek-17,Sek-13a][Mer-16].

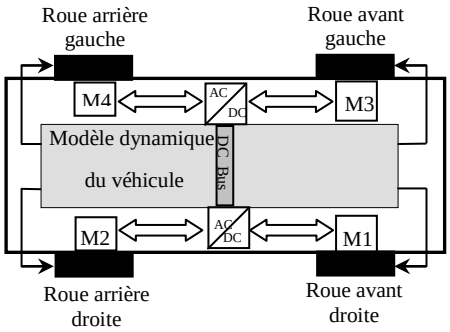


Figure 4.1 : *Structure de véhicule électrique étudié*

La Figure 4.2 illustre le schéma de la structure de commande multimachine appliquée à la chaîne de traction à propulsion synchrone dans un véhicule électrique. C'est un véhicule électrique à traction intégrale (version multimoteur). Les quatre moteurs sont intégrés dans les roues pour leur entraînement direct et ils peuvent aussi bien assurer la recharge des batteries en mode de générateurs (mode de freinage).

4.2.2 REM du système de traction

Afin d'avoir une vision synthétique ainsi de mettre en évidence les interactions entre les diverses composantes de puissance de la chaîne de traction, nous utilisons une représentation énergétique macroscopique (REM) [Har-07]. Le système de traction étudiée, représenté à l'aide de la représentation énergétique macroscopique (REM), est illustrée par la Figure 4.2. Cette représentation fait apparaître l'existence d'un couplage mécanique situé sur la partie mécanique de la chaîne de traction [Sek-13][Har-09]. La structure du système propulseur est un système formé par quatre actionneurs électriques couplés entre eux mécaniquement. Rappelons que la REM est une représentation graphique qui se décline en trois éléments : les sources, les éléments d'accumulation et les éléments de conversion. Tous ces éléments sont connectés entre eux par des vecteurs d'échange. La puissance transitée est ainsi le produit de ces deux vecteurs d'énergie. Sur la Figure 4.2, un convertisseur électrique CE est l'élément constituant le couplage électrique (représente l'onduleur triphasé de structure NPC). Il alimente deux ou plusieurs machines électriques ME via les éléments d'accumulation. Les ME sont reliées à la même source mécanique via un couplage représenté par deux éléments de conversion réunis. L'architecture du véhicule étudiée vise à répartir les forces de traction sur les quatre moteurs. Afin d'utiliser des machines identiques, une équi-répartition de puissance est judicieuse. Ce critère implicite mène à une commande à critère de répartition pour la partie mécanique, où chaque moteur est contrôlé pour produire le quart de la force de traction totale. La structure de commande développée dans ce travail autorise des références différentes sur les processus et demande deux convertisseurs statiques indépendants pour le pilotage de deux processus bi-moteurs, ce qui permet de réaliser un différentiel électrique.

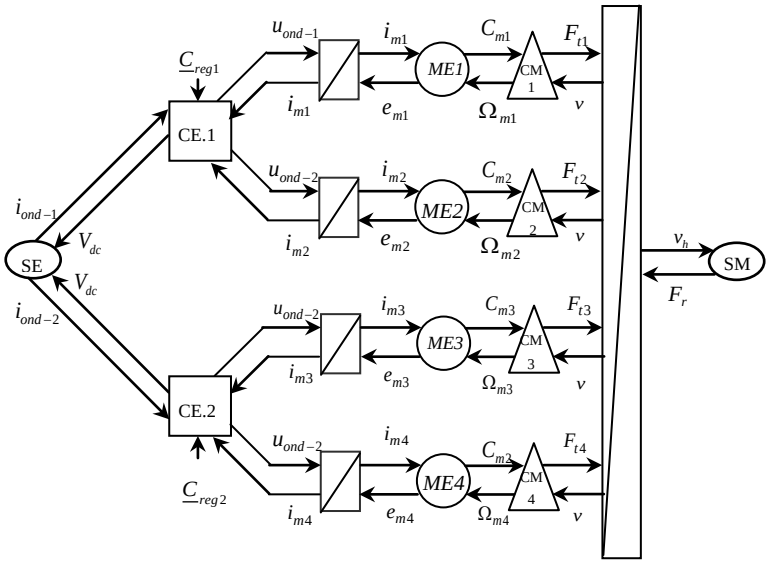


Figure 4.2 : *REM de la chaîne de traction étudiée.*

En virage, le parcours de la roue intérieure est réduit par rapport à celui de la roue extérieure ; ces deux distances doivent être effectuées dans le même intervalle de temps, il faut que la vitesse angulaire des deux roues soit différente. Cependant, il est nécessaire d'interposer un système différentiel permettant aux roues de tourner à des vitesses différentes [Har-15, Sek-13a, Sek-13b] Tai-20.

Dans le schéma général de la commande de roues motrices présenté sur la Figure 4.3, le bloc différentiel doit fournir les références de vitesse de chaque bi-moteurs, il doit prendre en compte un certain nombre d'information en provenance des capteurs : de vitesse de déplacement du véhicule, des mesures de l'angle de braquage du volant et les vitesses longitudinale, latérale et de lacet du véhicule. A partir de ces deux informations, ce bloc calcule les vitesses de référence à imposer aux moteurs. Les vitesses de rotations des roues motrices de chaque bi-moteurs ainsi que leur différence sont exprimées par:

$$\begin{aligned} \omega_{r_l} &= \frac{L_w + d_w / 2.\tan\delta}{L_\omega}\omega_v \\ \omega_{r_R} &= \frac{L_w - d_w / 2.\tan\delta}{L_\omega}\omega_v \end{aligned} \tag{4.1}$$

Et la différence de vitesse entre les roues motrices droite et gauche s'écrit :

$$\Delta\omega = \omega_{r_l} - \omega_{r_r} = \frac{d_\omega \tan\delta}{L_w}\omega_v \tag{4.2}$$

L'angle de braquage du volant peut être exprimer par :

$$\begin{cases} \delta > 0 \Rightarrow \textit{Virage à droite} \\ \delta = 0 \Rightarrow \textit{Ligne droite} \\ \delta < 0 \Rightarrow \textit{Virage à gouche} \end{cases} \tag{4.3}$$

Deux structures de commande "maître-esclave" sont appliqués pour le contrôle latérale du véhicule électrique.

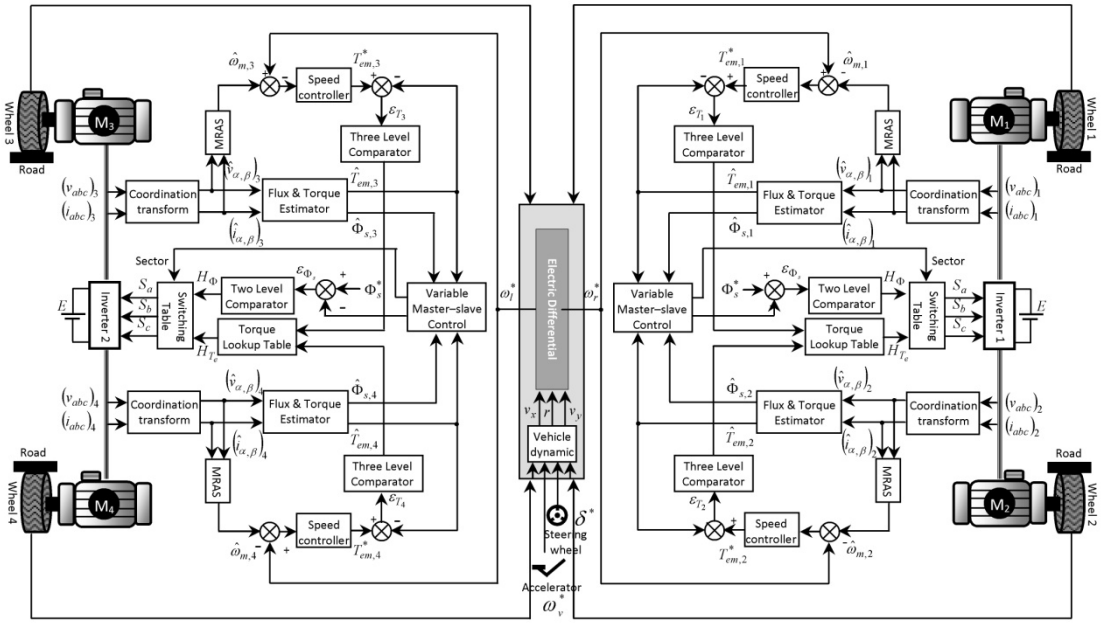


Figure 4.3 : *Synoptique de la structure de commande multimoteur pour la chîane de traction à propulsion synchrone.*

4.3 Modèle dynamique du véhicule dans son environnement

Le but de la modalisation est de décrire le mouvement du véhicule électrique dans le repère spatial tridimensionnel (déplacement bidimensionnel dans le plan de la route et rotation de la direction verticale) [Sal-12][Sek-13b][Har-07c][Har-18]. Le modèle dynamique du véhicule en considérant un déplacement le long des axes (x, y) ainsi qu'une rotation autour de l'axe verticale z, est exprimé par :

$$\begin{aligned}
M_v(\dot{v}_x - rv_y) &= \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\sin(\delta_i) - \\
&\quad 0.5\rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \\
M_v(\dot{v}_y + rv_x) &= \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\cos(\delta_i) - \\
&\quad 0.5\rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \\
J_v \dot{r} &= \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\cos(\delta_i) y_i + \\
&\quad \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^{4} M_{ai} + 0.5\rho S_f C_{M_z} v^2
\end{aligned} \tag{4.4}$$

La résultante des forces F_x dans la direction (x), incluant la force aérodynamique et la résistance due à la pente à gravir α_p, est donnée par :

$$F_x = \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\sin(\delta_i) - 0.5\rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \tag{4.5}$$

Les forces de traction et celles de freinage sont incluses dans F_{xi}. La force aérodynamique est opposée au sens du déplacement relatif de l'automobile et de l'air. On considère qu'elle est appliquée au centre de véhicule.

La résultante des forces selon la direction (y) est exprimée par :

$$F_y = \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\cos(\delta_i) + 0.5\rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \tag{4.6}$$

Le moment des forces agissant sur l'axe (z) est donné par la relation suivante :

$$\begin{aligned} M_z = & \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^{4} F_{xi}.\cos(\delta_i) y_i \\ & + \sum_{i=0}^{4} F_{yi}.\sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^{4} M_{ai} + 0.5\rho S_f C_{M_z} v^2 \end{aligned} \tag{4.7}$$

où x_i et y_i estimant les coordonnées des centres des surfaces de contacts des roues avec le sol et M_{ai} sont les couples d'auto-alignement.

L'angle de glissement α_i s'exprime, pour un angle de braquage δ_i comme suit :

$$\alpha_i = \beta_i - \delta_i \tag{4.8}$$

Avec β_i , angle de direction de la roue i, et donné par la relation suivante :

$$\beta_i = \arctan\left(\frac{v_{yi}}{v_{xi}}\right) = \arctan\left(\frac{v_y + \dot{\psi}.x_i}{v_x - \dot{\psi}.y_i}\right) \tag{4.9}$$

Concernant le glissement latérale (par rapport au plan de rotation de la roue), il est évalué à travers l'angle de glissement (ou de dérive) α comme suit

$$\alpha = \arctan\left(\frac{v_y}{v_x}\right) \tag{4.10}$$

En se basant sur le vecteur vitesse du centre de gravité du véhicule et de ses paramètres géométriques, on peut définir le glissement latéral pour les deux trains avant et arrière comme suit :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arctan\left(\dfrac{1}{V_x + d}\left(V_y + rL_f\right)\right) - \delta \\ \alpha_3 = \arctan\left(\dfrac{1}{V_x - d}\left(V_y + rL_f\right)\right) - \delta \\ \alpha_2 = \arctan\left(\dfrac{1}{V_x - d}\left(V_y + rL_r\right)\right) \\ \alpha_4 = \arctan\left(\dfrac{1}{V_x - d}\left(V_y + rL_r\right)\right) \end{cases} \tag{4.11}$$

Avec :

l_f : Distance perpendiculaire entre le train avant et le centre de gravité ;

l_r : Distance perpendiculaire entre le train arrière et le centre de gravité ;

δ : Angle de braquage des roues avant.

Le facteur d'adhérence longitudinal d'une roue $SV_1 = V_5 = (0 \quad 0 \quad 1)$ est défini comme le rapport de la force F_x et de la charge verticale F_z :

$$\mu_a = \frac{F_x}{F_z} \tag{4.12}$$

Le coefficient d'adhérence μ_a varie de façon non linéaire en fonction du glissement s de la roue, qu'elle soit motrice ou freinée.

$$\mu_a = \frac{2\mu_p S_p s}{S_p^2 + s^2} \tag{4.13}$$

Le coefficient de glissement longitudinal se calcule comme suit :

$$s_i = \frac{R_w\omega_i - u_{ti}}{\max(R_w\omega_i, u_{ti})} \tag{4.14}$$

Avec u_{ti} sont les vitesses linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues et données par :

$$\begin{aligned} u_{t1} &= (v_x + dr)\cos(\delta) + (v_y + l_f r)\sin(\delta) \\ u_{t2} &= v_x + dr \\ u_{t3} &= (v_x - dr)\cos(\delta) + (v_y + l_f r)\sin(\delta) \\ u_{t2} &= v_x - dr \end{aligned} \tag{4.15}$$

En se basant sur le critère de répartition uniforme de la charge sur chaque roue, la force de traction pour chaque roue est donnée par :

$$F_{ti} = \frac{gM_v}{4}\mu_i \cos(\alpha_p) \tag{4.16}$$

Faisons référence à la Figure 4.4, le couplage entre la partie dynamique et celle de motorisation se donne par la fameuse équation :

$$\begin{aligned} &(J_w + J_m)\dot{\omega}_i = C_{mi} - C_{ri} \\ &\dot{\theta} = p\omega \end{aligned} \tag{4.17}$$

J_ω : Moment d'inertie de la roue $Kg.m^2$;

J_m : Moment d'inertie de la roue $Kg.m^2$;

C_{mi} : Couple moteur de la roue $i \in [1 \div 4](N.m)$;

C_{ri} : Couple résistant de la roue $i(N.m)$

Les expressions des couples résistants qui agissent sur chaque roue sont données par :

$$\begin{aligned} C_{ri} &= R_\omega F_{ti} - d_z N_f \,(si : i \in [1,3] \\ C_{ri} &= R_\omega F_{ti} - d_z N_r \,(si : i \in [2,4] \end{aligned} \tag{4.18}$$

Les valeurs de la distance d_z sont tout à fait petites (leur différence est habituellement égale à zéro) et peuvent être négligées. Les charge sur les essieux qui agissent sur les point de contact des roues, se simplifient comme suit :

$$\begin{aligned} F_{z1} &= \frac{L_r gM_v}{2L} - \frac{h_{cg}M_v}{2L}(\dot{V}_x - rV_y) + \frac{h_{cg}M_v}{2l_w}(\dot{V}_y + rV_x) \\ F_{z3} &= \frac{L_r gM_v}{2L} - \frac{h_{cg}M_v}{2L}(\dot{V}_x - rV_y) - \frac{h_{cg}M_v}{2l_w}(\dot{V}_y + rV_x) \\ F_{z2} &= \frac{L_f gM_v}{2L} - \frac{h_{cg}M_v}{2L}(\dot{V}_x - rV_y) + \frac{h_{cg}M_v}{2l_w}(\dot{V}_y + rV_x) \\ F_{z4} &= \frac{L_f gM_v}{2L} - \frac{h_{cg}M_v}{2L}(\dot{V}_x - rV_y) - \frac{h_{cg}M_v}{2l_w}(\dot{V}_y + rV_x) \end{aligned} \tag{4.19}$$

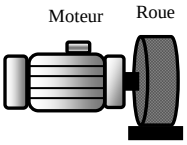
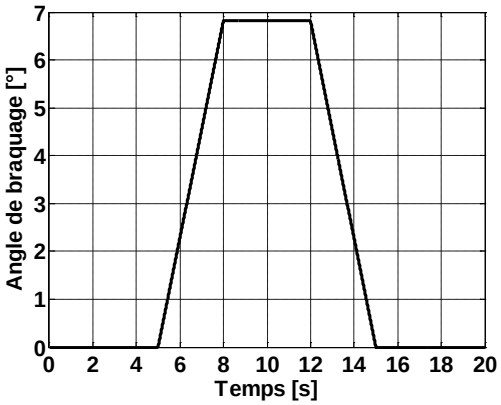


Figure 4.4 : *Couplage entre motorisation et la roue*

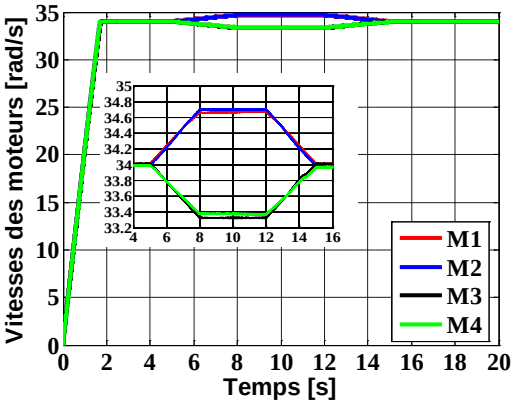
4.4 Résultats de simulation

Le modèle dynamique du véhicule électrique décrit par les équations précédentes a été implanté sur le logiciel Matlab/Simulink pour mettre en évidence le mécanisme différentiel électrique proposé [Tai-20]. Les résultats de simulation sont donnés dans la Figure 4.5.

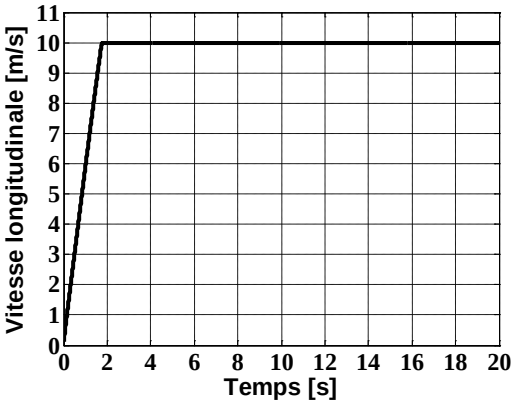
Le véhicule démarre de l'arrêt jusqu'à la vitesse de référence, soit 10m/s. En ce point de fonctionnement, Un virage à gauche sera imposé au véhicule par la consigne de braquage montrée sur la Figure 4.5 (a). Le véhicule tourne alors vers la gauche à partir de l'instant $t = 5s$ et quand la consigne de braquage atteint sa valeur maximale à l'instant $t = 8s$, elle est maintenue pendant 4 seconds puis elle est ramenée à zéro à l'instant $t = 15s$. Ensuite, le véhicule est roulé sur un chemin droit. Il est montré sur la Figure 4.5 (c) la vitesse longitudinale du véhicule v_x. On constate une légère diminution lorsque le conducteur applique le braquage. Une constatation immédiate s'impose à la vitesse latérale v_y et celle de lacet r, quand le véhicule prend les virages, Figure 4.5 (d) et 4.5 (e). Il est intéressant de signaler que la vitesse latérale et angulaire du véhicule gardent la même allure que celle de l'angle de braquage, seule l'amplitude varie. Il est montré sur la Figure 4.5 (b) les vitesses de rotation des moteurs. On remarque qu'ils ont les mêmes variations de vitesses de l'arrêt jusqu'aux vitesses de rotation stabilisées, il en est de même tant que le véhicule roule sur chemin droit. Nous considérons que les virages sont effectués avec une vitesse constante, le conducteur donne un angle de braquage qui commence par être un angle de braquage des roues avant. Le system différentiel électrique agit immédiatement sur les quatre moteurs, en abaissant les vitesses des roues qui se trouvent à l'intérieure du virage, et contrairement à celle qui sont situées à l'extérieur. A ce moment là, les vitesses des roues changent de valeurs, ce changement va se répercuté sur les grandeurs électriques et mécaniques. Durant ce braquage les moteurs (M1 et M2) qui se trouvent à l'extérieur de la courbure de virage, tournent à vitesses supérieures à celles des moteurs (M3 et M4), Figure 4.5 (b). La Figure 4.5 (i) illustre la variation des couples électromagnétiques des quatre moteurs. On remarque une divergence entre les couples moteurs qui prend naissance à chaque passage dans un virage. Les couples électromagnétiques développés par les moteurs (M1 et M2) sont supérieures à ceux des moteurs (M3 et M4) tout au long du virage. Sur la Figure 4.5 (h), nous illustrons les forces de traction générées par les moteurs de l'essieu avant (M1 et M3) et les deux moteurs de l'essieu arrière (M2 et M4). Nous signalons au premier lieu, de fortes forces de traction fournies par les moteurs pour faire mouvoir le véhicule au démarrage. Cela nous semble logique car ces forces doivent vaincre les forces de résistance à l'avancement du véhicule. Nous pouvons également signaler en deuxième lieu, une divergence entre les forces de traction pendant le passage de virage. En effet, les moteurs, qui se trouvent à l'intérieur de la courbure de virage, produit des forces de traction inférieures à celles des moteurs qui se trouvent à l'extérieur de la courbure. Il en est de même en ce qui concerne les couples résistants imposés sur les moteurs, Figure 4.5(j).



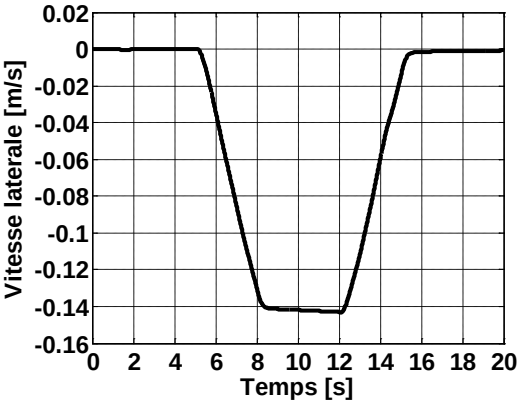
(a) Angle de braquage



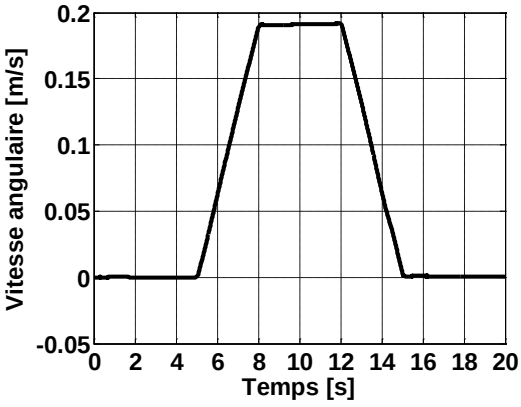
(b) Vitesse de rotation des moteurs



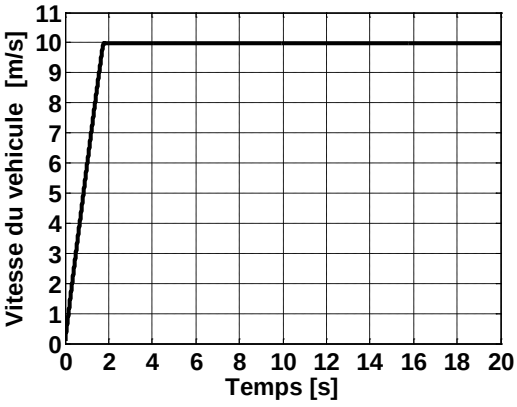
(c) Vitesse longitudinal



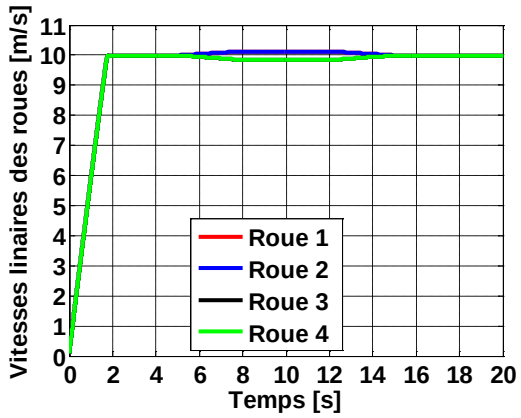
(d) Vitesse de lacet



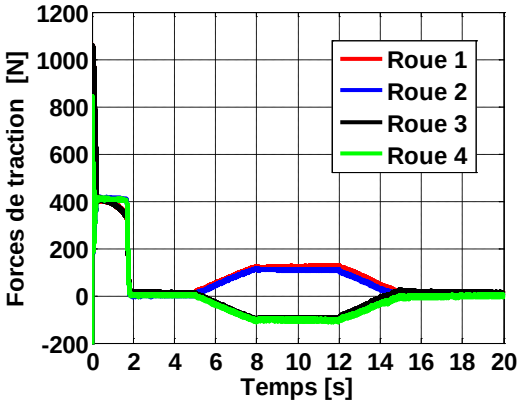
(e) Vitesse de lacet



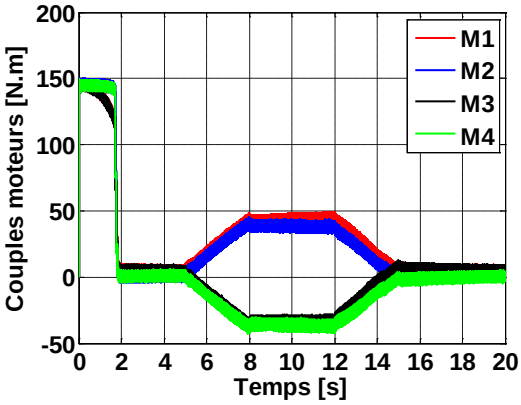
(f) Vitesse linaire du véhicule



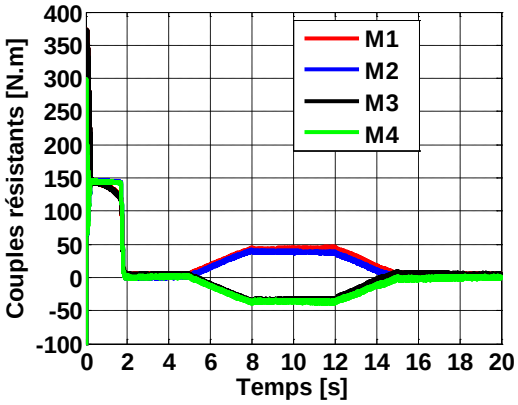
(g) Vitesses linéiares des roues motrices



(h) Forces de traction



(i) Couples moteurs



(j) Couples résistants

Figure 4.5 : *Simulation du comportement du système de traction en virage*

4.5 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'étude du comportement du système de propulsion d'un véhicule électrique en utilisant une structure de commande particulière. Ce dernier est un système multimachine multiconvertisseur, on le définit comme étant un système formé par quatre actionneurs électriques couplés entre eux mécaniquement. Tout d'abord, une modélisation dynamique d'un véhicule électrique à quatre roues motrices (à traction intégrale), qui caractérise le mouvement du véhicule électrique, a été détaillée. Ensuite, nous avons présenté une contribution à l'amélioration de la stabilité latérale d'un véhicule électrique dans les virages à l'aide d'un système différentiel électrique. Afin de réaliser celui-ci, la structure de commande proposée basée sur la dite DTC maître-esclave a été appliquée au système de propulsion à quatre roues motrices. Ce dernier et à l'aide de la structre développée, permet d'une part d'assurer la répartition de puissance sur chaque roue et contrôler les vitesses de rotation des roues motrices avec haute précision afin de passer les virages le plus efficacement possible. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la nouvelle commande robuste multi-machine et que les vitesses des roues motrices restent toujours contrôlées avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette thèse concernent le développement d'une structure de commande multimachine pour une chaîne de traction électrique à propulsion synchrone d'un véhicule électrique. L'objectif de ce travail est de contribuer à l'amélioration de la dynamique latérale d'un système de traction équipé de quatre moteurs-roues électriques situés dans chacun des roues avant/arrière d'un véhicule électrique, de type synchrones à aimants permanents. Ces moteurs-roues sont contrôlés indépendamment pour gérer le couple correspondant à la roue selon les commandes de direction, d'accélération ou de freinage du conducteur. On s'intéresse plus particulièrement à la commande en couple du moteur synchrone associé avec la structure de commande maître-esclave, afin de reproduire le comportement d'un système différentiel électrique dans le but d'améliorer la stabilité et la sécurité du véhicule électrique lors des situations critiques dans le cas des virages.

L'application faisant l'objet de ce travail de thèse : l'alimentation de deux ensembles bi-machines par deux onduleurs triphasés NPC à trois niveaux, pour l'entraînement des quatre roues motrices qui contribuent à l'avancement du véhicule électrique routier à traction intégrale. Le système de traction étudié appartient aux systèmes multimachines multiconvertisseurs (SMM).

Dans le premier chapitre, nous avons rappelé le principe de fonctionnement de la chaîne de traction ainsi que les fonctions de ces composants les plus importants. Puis, nous avons abordé le problème de la motorisation de la chaîne de traction électrique. La machine synchrone à aimants permanents reste un actionneur d'excellence dans la traction électrique de par sa puissance massique importante et son rendement élevé. Ensuite, nous avons présenté la modélisation de la partie mécanique de la chaîne de traction.

Dans le deuxième chapitre, une technique de commande en couple (DTC) a été appliquée à la commande de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé NPC à trois niveaux. Tous d'abord, nous avons rappelé la structure et la modélisation de l'onduleur triphasé NPC à trois niveaux. En suite, nous avons proposé une nouvelle table de commutation pour sélectionner le vecteur tension optimale généré par cet onduleur qui va maintenir le flux et le couple à l'intérieur de leurs bandes d'hystérésis. Les séries de simulation réalisées sur l'entraînement du moteur synchrone à aimants permanents, basé sur la DTC, montrent que le contrôle indépendant est efficace et fournit une simple configuration avec des performances élevées en termes de vitesse et réponses en couple.

Dans le troisième chapitre, une structure de commande dite « maître-esclave » associée au contrôle direct du couple (DTC) a été appliquée à un système mono-onduleur bi-moteur dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Elle a été implantée et testée sous l'environnement Matlab/Simulink pour analyser sa robustesse vis-à-vis des perturbations mécaniques. La structure de commande proposée permet d'assurer la stabilité du système de traction face aux différents cas de charges impliquées dans notre chaîne de traction.

Dans le dernier chapitre, une structure particulière avec la combinaison de la structure de commande « maître-esclave » et la commande DTC, permet de réaliser un système différentiel électrique afin de garder la stabilité et améliorer les performances de contrôle latéral d'un véhicule électrique. Avant d'abordé l'étude du comportement du système de propulsion du véhicule électrique étudié, nous avons présenté un modèle à trois degrés de liberté, traduisant la dynamique du véhicule : l'évolution du déplacement longitudinal, du déplacement latérale et le lacet du véhicule. La commande proposée pour notre chaîne de traction à propulsion synchrone permet d'une part d'assurer la répartition de puissance sur chaque roue et contrôler les vitesses de rotation des roues motrices avec haute précision pour passer les virages le plus efficacement possible. Les résultats de simulation obtenus montrent l'efficacité de la nouvelle commande robuste multi-machine et que les vitesses de roues motrices restent toujours contrôlées avec précision et de bonnes performances dynamiques et statiques.

Perspectives :

Les travaux effectués dans cette thèse nous dirigent vers plusieurs perspectives de recherche qu'il apparait utile de les citer :

- Implantation de la commande proposée afin de valider les résultats de simulations ;
- Conception d'un système de contrôle de la stabilité latérale basé sur une répartition coopérative du couple pour un entraînement indépendant à quatre roues motrices (4WID).
- Recherche des solutions mono-onduleur multimachines basées sur la mutualisation des composants électroniques ;
- Utilisation des moteurs synchrones à aimants permanents intérieurs (IPMSM) comme actionneurs électriques dans les chaînes de traction des véhicules électriques.
- Recherche d'une technique de commande Backstepping-DTC pour le contrôle du système de traction multi-machine mono-onduleur alimenté par un seul onduleur à cinq bras.

Annexe

Tableau A1 : *Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents*

Puissance nominale :	18 kW
Puissance maximale :	30 kW de 2000 à 9000 tr/mn
Couple maximal :	145 N.m
Résistance rotorique :	0,03 Ω
Inductance cyclique dans l'axe d :	0,2 mH
Inductance cyclique dans l'axe q :	0,2 mH
Flux dû aux aimants permanents :	0,08 Wb
Nombre de paires de pôles :	4

Tableau A2 : *Paramètres du véhicule étudié*

Masse du véhicule	1562 Kg
Moment d'inertie du véhicule	2630 Kg.m²
Longueur entre le train avant et le centre de gravité	1.104 m
Longueur entre le train arrière et le centre de gravité	1.421 m
Longueur entre les deux trains avant et arrière	2.525 m
Hauteur du centre de gravité	0.5 m
Moitié de la longueur du train arrière	0.75 m
Section frontale véhicule	2.04 m²
Densité volumique de l'air	1.2 Kg.m-3
Coefficient de pénétration dans l'air	0.25
Coefficient de résistance au roulement	0.01
Rayon de la roue	0.294 m

Bibliographie

[Abd-97] : R. Abdessemed, M. Kadjoudj, « Modélisation des machines électriques, Presses de l'Université de Batna 1997.

[Aou-19a] Norediene Aouadj, Kada Hartani, Chahrazad Sayah, Sara Ghanem, ‘’ Controle Backstepping-DTC d’une chaine de traction synchrone d’un véhicule électrique’’ Première Conférence Internationale sur les Réseaux Electriques Intelligents CIREI’19 ENP Oran-MA-, 28-29 Avril, 2019.

[Aou-19c] Norediene Aouadj, Kada Hartani, Tarik Mohammed Chikouche, ‘’ A Robust Control Design for Minimizing Torque Ripple in PMSMS for Vehicular Propulsion’’, Third International Conference on Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems IC-AIRES2019 Taghit-Bechar, November 26-28, 2019.

[Aou-19d] N. Aouadj, K. Hartani, and T. M. Chikouche, "A Robust Control Design for Minimizing Torque Ripple in PMSMS for Vehicular Propulsion," in International Conference in Artificial Intelligence in Renewable Energetic Systems, pp. 236-245, 2019.

[Băl-13] A. Bălţăţanu and L. M. Florea, "Comparison of electric motors used for electric vehicles propulsion," in Proceeding of International Conference of Scientific Paper AFASES, 2013.

[Bar-82] : F. Barrêt, Régimes transitoires des machines électriques, Collection des études de recherches, Edition Eyrolles, Paris, 1982.

[Bar-94] C.E. Barbier, Modélisation et simulation du système véhicule électrique pour la conception et le contrôle de sa chaîne de traction, thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1994.

[Bid-08] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel. “Mono inverter dual parallel PMSM - structure and control strategy”. In : IEEE Industrial Electronics, pp. 268–273, Orlando, FL, USA, 2008.

[Bid-09] : D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel, Stratégie de contrôle d’un système bimachine synchrone monoconvertisseur : connection en parallèle sur un onduleur mutalisé, Collloque Electrotechnique du futur, UTC Compiègne, 2009.

[Bid-10] : D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel, Commande cooperative des système monoconvertisseur multimachines pour une application aéronautique, REE. Revue de l’électricité et de l’électronique, Tribune des Jeunes Chercheurs, vol.6, pp. 87-90, 2010.

[Bid-11] : D. Bidart, M. Pieterzak-David, M. Fadel, Mono inverter Multi parallel PMSM- Structure and Control strategy, IET Electric Power Applications.

[Bon-98] : J. Bonal, G. Sequier, Entraînements électriques à vitesse variable, Vol. 2, Tec & Doc Editions, Lavoisier, Paris, 1998.

[Bou-95] A. Bouscayrol. Structures d’alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multimachines asynchrones Application à la motorisation d’un robot mobile. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.

[Bou-01] : A. Bouscayrol, et al., Control Structures for Multimachine Multiconverter Systems with Dawnstream Coupling, in EPE 2001 Conf. Record, Graz.

[Bou-02] : A. Bouscayrol, Ph. Delarue, E. Semail, J.P. Hautier, J.N. Verhille, Application de la Représentation Energétique Macroscopique à un Système de Traction Multimachine, à paraître dans Revue International de Génie Electrique (RIGE), Vol. 5, n°3/4, Octobre 2002.

[Bur-07] A. F. Burke, Batteries and Ultracapacitors for Electric, Hybrid, and Fuel Cell Vehicles, Proceedings of the IEEE, Vol. 95, Issue 4, pp. 806 – 820, April 2007.

[Car-00] : C. Carlos, “ Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone ”, Edition Hermes Science Europe, 2000.

[Dra-12] A. Draou and K. Hartani, "A novel direct torque control scheme for PMSM for improving quality in torque and flux," system, vol. 10, p. 12, 2012.

[Fre-96] C. French and P. Acarnley, "Direct torque control of permanent magnet drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, pp. 1080-1088, 1996.

[Gel-97] : G. Grellet, G. Clere, Actionneurs électriques, Principes, Modèles, Commande, Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997.

[Giz-97] O. Gizolme, "Modélisation et optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique", Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, France, 1997.

[Had-18] Hadji Khadidja, "Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux," Project Master LMD, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université de Saida, 2018-2019.

[Har-03] K. Hartani," Commande de roues motrices d'un véhicule électrique", Thèse Magister USTO .Octobre 2003.

[Har-07] K. Hartani, "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage," thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.

[Har-08] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Commande DTC d’un groupe motopropulseur synchrone dans une application de traction électrique"," presented at the ICEEA’08, Sidi Bel Abbés, , Mai 20-21, 2008.

[Har-09] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Electronic differential with direct torque fuzzy control for vehicle propulsion system," Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences, vol. 17, pp. 21-38, 2009.

[Har-10] K. Hartani, A. Taibi, Y. Miloud, and A. Miloudi, "A New Strategy of Direct Torque Control for PMSM Reducing Ripple in Torque and Flux " presented at the 6th International Conference on Electrical Engineering, Batna, 11- 13 October 2010.

[Sek-13] M. Sekour, K. Hartani, A. Draou, and A. Allali, "Sensorless fuzzy direct torque control for high performance electric vehicle with four in-wheel motors," Journal of Electrical Engineering and Technology, vol. 8, pp. 530-543, 2013.

[Har-15] : K. Hartani, A. Merah, and A. Draou, "Stability Enhancement of Four-in-Wheel Motor-Driven Electric Vehicles Using an Electric Differential System," Journal of Power Electronics, vol. 15, pp. 1244-1255, 2015.

[Has-08] N. Hashemnia and B. Asaei, "Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles," in Electrical Machines, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on, 2008, pp. 1-5.

[Has-14] M. M. A. Hasan, "Electronic stability control for electric vehicle with 4 in-wheel electric motor", PhD Thesis, Swinburne Unversity of Technology, 2014.

[Hay-98] J.G. Hayes, Battery charging systems for electric vehicles, IEE Colloquium on Electric Vehicles - A Technology Roadmap for the Future (Digest No. 1998/262), pp. 4/1 - 4/8, 5 May 1998.

[He-06] P. He and Y. Hori, "Optimum traction force distribution for stability improvement of 4WD EV in critical driving condition," in 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 2006, pp. 596-601, 2006.

[Jia-08] X. Jiaqun, T. Renyuan, and O. Minggao, "Improved direct torque control of permanent magnet synchronous motor in electric vehicle drive," in Vehicle Power and Propulsion Conference, 2008. VPPC'08. IEEE, pp. 1-4, 2008.

[Kad-03] : M. Kadjoudj, Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents, thèse de Doctorat d'Etat, Université de Batna, 2003.

[Leroy] : www.leroy-somer.com.

[Maa-18] F. Z. Maata, " Contribution à la modélisation d'un véhicule électrique à quatre roues motrices et la mise en œuvre d'observateur pour l'estimation des efforts d'interéaction roue-sol ", thèse de Doctorat, Université Tahar Moulay de Saida, Saida, 2018.

[Mer-16] A. Merah, "Contribution à l'amélioration de la sécurité et la stabilité d'un véhicule électrique à l'aide des systèmes de contrôle latéral et longitudinal", thèse de Doctorat, Université Tahar Moulay de Saida, Saida, 2016.

[Mil-06] : A. Miloudi, " Etude et conception des régulateurs robustes dans différentes stratégies de commandes d'un moteur asynchrone ", Thèse de doctorat, USTO, Juin 2006.

[Mok-08] : H. Mokhtari and A. Alizadeh, "A new multi-machine control system based on Direct Torque Control algorithm", in the 7th International Conference on Power Electronics, EXCO 2007, 2008, pp. 1103-1108.

[Mul-94] B. Multon and L. Hirsinger, "Problème de la motorisation d'un véhicule électrique," in Journées de la section électrotechnique du club EEA, Cachan, 22p, 24 et 25Mars, 1994.

[Mul-01] B. Multon, "Motorisation des Véhicules Électriques," Techniques de l'Ingénieur, Article E3996, vol. E5, Paris, Février 2001.

[Nan-06] G. Nanda and N. C. Kar, "A survey and comparison of characteristics of motor drives used in electric vehicles," in Electrical and Computer Engineering, 2006. CCECE'06. Canadian Conference on, 2006, pp. 811-814.

[Nin-16] : B. Ning, S. Cheng, and Y. Qin, " Direct torque control of PMSM using sliding mode backstepping control with extended state observer ", Journal of Vibration and Control, p. 1077546316650097, 2016.

[Nin-18] B. Ning, S. Cheng, and Y. Qin, "Direct torque control of PMSM using sliding mode backstepping control with extended state observer," Journal of Vibration and Control, vol. 24, pp. 694-707, 2018.

[Peñ-02] R. Pena-Eguiluz. Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2002.

[Sal-12] L. Saleh, "Contrôle latéral partagé d'un véhicule automobile," Ecole Centrale de Nantes (ECN), 2012.

[Sak-02] S. I. Sakai, H. Sado, and Y. Hori, "Dynamic driving/braking force distribution in electric vehicles with independently driven four wheels," Electrical Engineering in Japan, vol. 138, pp. 79-89, 2002.

[Say-18] G. s. Sayah chahrazad, "Commande Backstepping-DTC d'un MSAP destiné à la traction électrique," Conférence Nationale sur l'Electrotechnique et les Energies Renouvelables, CNEER'18, 13-14 Novembre 2018 June 2018.

[Sek-13a] : M'hamed Sekour, Kada Hartani, Azeddine Draou, Ahmed Allali, Sensorless Fuzzy Direct Torque Control for High Performance Electric Vehicle with Four In-Wheel motors, Journal of Electrical Engineering & Technology, Vol. 8, N°1, pp. 123-132, January 2013.

[Sek-13b] : M'hamed Sekour, Contribution à la commande robuste d'un système de traction multimachine – Application au véhicule électrique, thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2013.

[Sek-17] M. Sekour, K. Hartani and A. Merah, "Electric Vehicle Longitudinal Stability Control Based on a New Multimachine Nonlinear Model Predictive Direct Torque Control," Journal of Advanced Transportation, vol. 2017, 2017.

[Ses-96] : T. Sebastian, G.R. Slemon, M. A. Rahman, "Modeling of permanent magnet synchronous motor drives", IEEE Transcriptions of Magnetic, vol. 22, No. 5, pp. 1069-1071, September 1986.

[Tai-20] Taibi Ahmed, Hartani Kada, Allali Ahmed, " New DTC strategy of multi-machines single-inverter systems for electric vehicle traction applications ", International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS), pp. 86-96, Vol. 11, N°.2, June 2020.

[Ter-97] M. Terashima, T. Ashikaga, T. Mizuno, K. Natori, N. Fujiwara, and M. Yada, "Novel motors and controllers for high-performance electric vehicle with four in-wheel motors," IEEE Transactions on Industrial electronics, vol. 44, pp. 28-38, 1997.

[Xia-10] C. Xia, X. Gu, T. Shi, and Y. Yan, "Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct-driven wind energy conversion system," IEEE Transactions on Energy conversion, vol. 26, pp. 18-29, 2010.

[Yan-06] : Yanping Xu, Yanru Zhong, Hui Yang, A Modified Direct Toque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Without a Speed Sensor,Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. IPEMC '06. CES/IEEE 5th International, Vol. 3, Aug. 2006, pp. 1 – 4.

[Ye-14] Z. Ye, Y. Xu, F. Li, X. Deng, and Y. Zhang, "Simplified PWM strategy for neutral-point-clamped (NPC) three-level converter," Journal of Power Electronics, vol. 14, pp. 519-530, 2014.

[Vyn-06] T. Vyncke, R. Boel, and J. Melkebeek, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors–an overview," in Proceedings of the 3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering, 2006.

[Yua-12] X. Yuan, J. Wang, and K. Colombage, "Torque distribution strategy for a front and rear wheel driven electric vehicle", 6th IET International Conférence on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), March, Bristol, UK, pp. 1-6, 2012.

[Zha-06] : Zhang Peijie, Tian Yantao, Gong Yimin, Direct Torque Control System of Permanent Magnet Synchronous Motor for Integrated Starter Generator of Hybrid Electric Vehicles, Chinese Control Conference, 2006, Aug. 2006, pp. 1552 – 1557.

[Zho-10] Y. Zhou, S. Li, X. Zhou, and Z. Fang, "The control strategy of electronic differential for EV with four in-wheel motors," in 2010 Chinese Control and Decision Conference, pp. 4190-4195, 2010.

[Zha-10] Y. Zhang, Z. Zhao, and J. Zhu, "A hybrid PWM applied to high-power three-level inverter-fed induction-motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, pp. 3409-3420, 2010.

[Zha-11] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 26, pp. 235-248, 2011.

[Zho-99] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Hu, K. Lim, and M. Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," IEEE transactions on Energy Conversion, vol. 14, pp. 637-642, 1999.

[Wan-14] N. Li, Y. Wang, W. Lei, R. Niu, and Z. a. Wang, "Novel carrier-based PWM strategy of a three-level NPC voltage source converter without low-frequency voltage oscillation in the neutral point," Journal of Power Electronics, vol. 14, pp. 531-540, 2014.

[Wu-07] S. Wu, L. Song, and S. Cui, "Study on improving the performance of permanent magnet wheel motor for the electric vehicle application," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, pp. 438-442, 2007.